ORSAY
Série A, n°
N° d'ordre :
45

THESES

PRESENTEES

A LA FACULTE DES SCIENCES D'ORSAY
UNIVERSITE DE PARIS

POUR OBTENIR

LE TITRE DE DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

PAR

Serge BREHIN

PREMIERE THESE

Un appareillage électronique destiné à la mesure du paramètre de polarisation dans la réaction d'échange de charge $\pi^- p \rightarrow \pi^\circ n$ sur cible de protons polarisés

DEUXIEME THESE

Propositions données par la Faculté

Soutenues le 1967 devant la Commission d'examen

M. BERTHELOT — Président

MM. FALK-VAIRANT, LEHMANN — Examinateurs

ORSAY
Série A, n°
N° d'ordre :
45

THESES

PRESENTEES

A LA FACULTE DES SCIENCES D'ORSAY
UNIVERSITE DE PARIS

POUR OBTENIR

LE TITRE DE DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

PAR

Serge BREHIN

PREMIERE THESE

Un appareillage électronique destiné à la mesure du paramètre de polarisation dans la réaction d'échange de charge $\pi^- p \rightarrow \pi^\circ n$ sur cible de protons polarisés

DEUXIEME THESE

Propositions données par la Faculté

Soutenues le devant la Commission d'examen

M.	BERTHELOT	Président
MM.	FALK-VAIRANT LEHMANN	Examinateurs

UNIV.
LEIDEN
BIBL.

Je veux exprimer ici ma sincère reconnaissance à Monsieur VALLADAS à qui je dois en grande partie ma formation dans les techniques très particulières utilisées près des accélérateurs, ainsi qu'à Monsieur BRISSON pour ses nombreux conseils et l'expérience que j'ai pu acquérir près de lui.

Je tiens à remercier Monsieur le Professeur A. BERTHELOT pour tout l'intérêt qu'il a porté à ma thèse.

Je remercie particulièrement Monsieur le Professeur FALK-VAIRANT, mon directeur de thèse, pour les encouragements et les conseils qu'il m'a constamment prodigués.

Je remercie le Professeur LEHMANN pour l'attention qu'il a bien voulu porter à ma thèse.

Que Messieurs BERNARD, MEY et VAN ZURK du Département d'Electronique Générale de Grenoble ainsi que Messieurs MOUGEL et OLLIVIER du Département d'Electronique Générale à Saclay trouvent ici l'expression de ma gratitude pour l'aide qu'ils m'ont apportée dans la réalisation d'une partie importante de l'appareillage.

Je tiens enfin à remercier tous les techniciens du S.E.E. et les physiciens qui ont participé à l'expérience au CERN pour leur amicale et efficace coopération qui m'a permis de mener à bien ce travail.

Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41545816_0037

TABLE DES MATIERES

Chapitre I : INTRODUCTION 1

Chapitre II : SCHEMA DE L'APPAREILLAGE 6

1°) Logique d'identification du π° 6
2°) Logique d'identification du neutron 9
3°) Enregistrement des autres données 13

Chapitre III: CARACTERISTIQUES DE L'ELECTRONIQUE UTILISEE 17

1°) Circuits rapides à haut taux de comptage 17
2°) Electronique de définition du neutron 29
3°) Logique de classement et d'affichage 34
4°) Electronique auxiliaire 38

Chapitre IV : VERIFICATIONS 43

1°) Vérifications en dehors du faisceau 43
2°) Vérification à l'aide de l'accélérateur 48

Chapitre V : CONCLUSION 54

BIBLIOGRAPHIE 57

LISTE DES FIGURES 59

UN APPAREILLAGE ELECTRONIQUE DESTINE A LA MESURE DU PARAMETRE DE POLARISATION DANS LA REACTION D'ECHANGE DE CHARGE $\pi^- p \rightarrow \pi^0 n$ SUR CIBLE DE PROTONS POLARISES

- Chapitre I -

INTRODUCTION

Ces dernières années les développements de la technique des chambres à étincelles ont permis d'aborder l'étude des processus neutres donnant des rayonnements γ. En effet en utilisant des plaques épaisses de Z élevé on obtient des détecteurs de gerbes électroniques ayant d'une part une efficacité de détection des photons pratiquement égale à 100 % et permettant d'autre part de localiser à mieux qu'un millimètre près le point de matérialisation des γ.

Ceci a permis d'entreprendre des études de sections efficaces différentielles d'échange de charge $\pi^- p \rightarrow \pi^0 n$ à haute énergie entre 6 et 18 GeV/c [1] dont le dispositif expérimental est schématisé dans la figure 1.

Dans ces expériences la section efficace totale est, par exemple, à 10 GeV/c de 26,5 mb [2], la somme des processus neutres de l'ordre de 70 µb alors que l'échange de charge n'est que de 48 µb.

Pour mesurer ce phénomène d'échange de charge élastique on utilise l'électronique pour éliminer tous les processus chargés par une méthode élaborée d'anticoïncidence. Parmi les processus neutres on reconnaît le phénomène d'échange de charge par des mesures de cinématique des γ matérialisés dans la chambre à étincelles[1)].

---

1) Le méson π^0 se désintègre dans 98,8 % des cas en 2 γ avec une vie moyenne de 10^{-16} s.

Cette méthode de sélection n'est utilisable que parce que l'expérience est faite en prenant pour cible de l'hydrogène liquide c'est à dire des protons libres.

En effet dans ce cas, les protons de la cible étant au repos, si l'on connait :

- la direction et l'énergie du π^- incident,
- le point d'interaction (milieu de la cible d'H_2),
- la direction du π° émis (en première approximation la bissectrice de l'angle des 2 γ),

on peut reconstituer la cinématique de l'evénement.

Par contre la mesure de l'echange de charge sur cible de protons polarisés exige une technique beaucoup plus complexe. Une telle cible est constituée d'un cristal ayant pour formule $La_2 Mg_3 (NO_3)_{12} \cdot 24\ H_2O$ et seuls les protons de l'hydrogène contenu dans l'eau de cristallisation sont polarisés. Le nombre de protons participant à l'effet cherché est donc faible comparé au nombre de protons liés des atomes du cristal.

Pour sélectionner les processus d'échange de charge sur les protons libres de la cible on est alors obligé de mesurer des grandeurs surabondantes : par exemple la direction du π° par l'intermédiaire de ses deux γ de désintégration, ainsi que la direction et l'énergie du neutron de recul.

On peut alors montrer que, à cause de l'énergie interne des nucléons dans les noyaux (mouvement de Fermi), la corrélation angulaire entre la direction du π° et celle du neutron est détruite et qu'on peut ainsi éliminer les phénomènes sur protons liés. En effet dans le domaine des énergies et des angles considérés,

l'impulsion du neutron de recul est du même ordre de grandeur (200 MeV/c) que l'impulsion de Fermi. Si donc la réaction a eu lieu sur un proton lié la direction et l'énergie finale du neutron sont considérablement modifiées.

C'est pourquoi on a été amené à développer un appareillage permettant de déterminer simultanément la direction du π^o et la direction et l'énergie du neutron de recul.

Dans cet appareillage les π^o sont détectés, par l'intermédiaire de leurs γ de désintégration, dans une chambre à étincelles et les neutrons par un ensemble de 32 gros scintillateurs placés à 2 mètres de la cible. L'énergie du neutron est déterminée par une mesure de temps de vol.

Un tel ensemble faisant intervenir simultanément : des techniques classiques de chambres à étincelles, de l'électronique rapide pour mesurer des temps de vol avec une précision d'une nanoseconde, une électronique de sélection travaillant également dans le domaine de la nanoseconde, enfin une logique lente travaillant dans le domaine de la microseconde, pose des problèmes particuliers dans sa conception et dans son fonctionnement que nous étudierons dans les chapitres suivants.

Dans cette expérience les grandeurs à mesurer étaient comprises dans les gammes suivantes :

1°) π^- incidents : à chaque déversement on reçoit 200.000 π^- sur la cible polarisée et ceci en 200 ms.

Chaque compteur pris individuellement reçoit de l'ordre de 4.10^5 particules dans le même temps soit une fréquence moyenne de 2 MHz en supposant l'absence complète de structure dans le déversement. Pout tenir compte de cette structure il faut majorer ce chiffre d'un facteur 4 ou 5. On doit disposer d'une électronique supportant des taux de comptage de 10 MHz au minimum avec des temps de résolution de quelques nanosecondes.

2°) Neutrons : l'impulsion des neutrons de recul est comprise entre 140 et 460 MeV/c ce qui entraîne des temps de vol compris entre 15 et 45 ns, ces temps de vol étant comptés à partir de la cible.

La direction du neutron est déterminée par la connaissance du compteur touché.

La figure 2 représente schématiquement l'expérience.

Les π^- incidents sont définis par un télescope de 5 compteurs à scintillation délimitant le volume utile du faisceau. En outre sur le trajet du faisceau se trouvent deux hodoscopes situés à deux mètres l'un de l'autre, chacun d'eux permettant de localiser la particule dans le plan horizontal et dans le plan vertical.

Une cible de protons polarisés de 12 x 12 x 45 mm est placée à l'image, dans l'entrefer d'un aimant donnant un champ magnétique de 18.000 Gauss. Ce champ magnétique nécessite des précautions pour les photomultiplicateurs proches de la cible.

Celle-ci est entourée, sur ses faces latérales, d'un ensemble de quatre compteurs appelés H, B, D, G, constitués d'une plaque de scintillateur et d'une plaque de plomb de 3 à 4 mm d'épaisseur. La boîte formée par ces quatre compteurs est fermée

à l'arrière de la cible par le compteur n° 5 de très grande efficacite situé dans le faisceau. En aval de la cible se trouve la chambre à étincelles comportant 27 plaques de 50 x 50 cm totalisant 12 longueurs de radiation.

Entre la cible et la chambre à étincelles se trouve un compteur (6A - 6B) percé d'un trou de 17 x 17 cm et recouvert de plomb sur sa face amont. Il fixe l'angle solide de détection des γ par la chambre à étincelles.

Les détecteurs de neutrons sont disposés symétriquement par rapport au faisceau en 4 colonnes verticales (ou bancs) A, B, C, D, comprenant 4 compteurs chacune. Chaque détecteur est constitué d'un scintillateur de 30 x 20 x 10 cm associé à un photomultiplicateur 58 AVP.

L'efficacité de ces détecteurs est de 25 % dans la gamme d'énergie où se fait la mesure.

La disposition symétrique des compteurs par rapport au faisceau permet à l'aide de certaines précautions d'éviter des biais expérimentaux dus par exemple à des différences d'efficacité entre compteurs ou à certains défauts dans l'appareillage.

- Chapitre II -

SCHEMA DE L'APPAREILLAGE

Une chambre à étincelles conserve la mémoire des particules ionisantes l'ayant traversée pendant près d'une microseconde. Il importe cependant de la déclencher le plus rapidement possible après le passage des particules à mesurer. En effet, compte tenu du fait que la chambre se trouve sur le trajet du faisceau et du nombre élevé de π^- n'interagissant pas dans la cible la probabilité pour qu'un de ces π^- traverse la chambre après qu'elle ait enregistré une gerbe est importante. Une des principales exigences de la logique de déclenchement est donc de réduire au minimum le temps séparant le passage de la particule de l'instant où l'on applique la haute tension sur la chambre à étincelles.

La logique de déclenchement se décompose essentiellement en deux parties. La première partie est chargée d'identifier le π^o. La seconde partie identifie le neutron associé à ce π^o. La conjonction des signaux venant de ces deux logiques fournit le signal que nous appellerons π^oN ; ce signal déclenche la chambre à étincelles, la caméra photographique et un certain nombre d'opérations auxiliaires.

1°) Logique d'identification du π^o

La logique d'identification du π^o se caractérise par l'emploi d'une électronique à haut taux de comptage et à temps de résolution court pour satisfaire aux exigences imposées par la fréquence élevée d'arrivée des particules sur la cible.

Cette logique a été réalisée suivant le schéma de la figure 3 où l'on distingue quatre fonctions.

a) Identification des π^- incidents

On cherche à définir avec le plus de sûreté possible un π^- par un signal électronique. On utilise pour cela un telescope de quatre compteurs afin de diminuer la possibilité de coïncidences accidentelles. Trois de ces quatre compteurs sont dépourvus de guides de lumière pour éviter les coïncidences entre signaux produits par effet Cérenkov dans ces guides. Le dernier compteur (n° 4) est immédiatement précédé d'un compteur d'anticoïncidence percé d'un trou aux dimensions du faisceau. Ce compteur est destiné à éviter qu'une particule ayant traversé les trois premiers compteurs et frappant de la matière entourant le compteur n° 4 n'y envoie une particule secondaire. Le compteur n° 4 est très mince pour que le taux d'interactions dans ce compteur soit faible devant le taux d'interactions dans la cible.

b) Identification des π^- absorbés

Les π^- absorbés sont définis par l'anticoïncidence du signal π^- incident et du signal provenant du compteur n° 5. Le résultat de cette anticoïncidence définit grossièrement le nombre d'interactions dans la cible. Le compteur n° 5 est de dimensions réduites de façon à ne recevoir que les particules ayant traversé le télescope incident. De cette manière le circuit n'est pas occupé par des particules n'ayant pas donné de signal dans le circuit π^- incidents et qui ne sont donc pas susceptibles d'être anticoïncidées. Des π^- n'ayant pas interagi dans la cible peuvent donner un processus neutre dans le scintillateur du compteur n° 5. Les π^0 produits ailleurs que dans la cible étant indésirables, l'efficacité de ce compteur doit être très élevée de façon à réduire au minimum l'épaisseur de scintillateur que peut traverser un π^- sans être détecté.

c) Identification du π^o

Un processus neutre est défini comme un événement dans lequel un π^- ayant interagi dans la cible donne uniquement des particules neutres.

Les détecteurs placés autour de la cible sont chargés de fournir des signaux correspondant soit à des particules chargées sortant de la cible, soit à des γ émis sous un angle tel qu'ils ne puissent être visualisés dans la chambre à étincelles. Ces signaux sont issus des deux circuits suivants.

- Mélangeur H.B.D.G. :

Les signaux venant des quatre compteurs entourant les faces latérales de la cible sont mélangés et mis en coïncidence avec le signal définissant le π^- incident pour éviter un taux trop élevé de signaux à la sortie du circuit. On dispose alors d'un signal si l'on a eu un π^- incident et l'un quelconque des compteurs touchés ou deux compteurs touchés en l'absence de π^- incident. Cette méthode diminue d'un facteur 10 environ la fréquence des signaux à la sortie du circuit.

- Mélangeur 6A.6B :

Les signaux issus de ces deux compteurs, définissant l'angle solide vu par la chambre à étincelles, sont également mélangés et mis en coïncidence avec le signal π^- incident dans un circuit identique au précédent et dans le même but.

Le signal π^o est défini par le résultat de l'anticoïncidence du signal π^- absorbés et des signaux venant des mélangeurs H.B.D.G. et 6A.6B.

Pour matérialiser les γ émis sous un autre angle que celui vu par la chambre à étincelles on intercale du plomb entre la cible et les scintillateurs. Ce plomb a une longueur de radiation à grand angle et trois longueurs de radiation devant les compteurs 6A et 6B. L'épaisseur de plomb sur les faces latérales droite et gauche de la cible ne peut pas être augmentée pour éviter des diffusions des neutrons que l'on veut détecter sur les noyaux de plomb.

2°) Logique d'identification du neutron. (Fig. 4).

L'identification du neutron est réalisée par l'enregistrement d'un signal dans l'un des détecteurs à neutrons intervenant dans un intervalle de temps convenablement choisi après le passage du π^-. L'angle d'émission du neutron est défini par la connaissance du compteur touché et son impulsion est connue par la mesure de son temps de vol entre la cible et le détecteur. On ne retient comme neutron probable que les cas où un seul des 32 compteurs fournit un signal. Cela nécessite une logique dite d'interdiction excluant les cas où deux ou plusieurs compteurs fournissent un signal. La mesure du temps de vol se fait à l'aide d'un convertisseur temps-amplitude. Du fait du nombre élevé de détecteurs, affectés chacun d'un bruit de fond important dû aux particules parasites accompagnant le faisceau, on utilise quatre convertisseurs temps amplitude. La logique d'identification du neutron se décompose en trois parties :

- les circuits de mélange,
- les convertisseurs temps-amplitude,
- la logique d'interdiction.

a) Mélangeurs.

Les signaux issus des 8 compteurs d'une même colonne, ou banc, correspondant à un moment de transfert donné, sont mélangés de telle sorte que l'on conserve au maximum les informations en temps et en amplitude de ces signaux pour s'assurer une mesure exacte du temps de vol. Les circuits chargés de ce mélange fournissent en outre, en liaison avec les convertisseurs temps-amplitude, des signaux destinés à la logique d'interdiction et au codage du numéro de compteur touché.

b) Convertisseurs temps-amplitude

Le temps de vol du neutron est défini comme le temps séparant la détection d'un π^- incident dans le compteur n° 2 de l'instant de détection du neutron, le temps de vol du π^- entre le compteur n° 2 et la cible étant constant. Chaque convertisseur temps-amplitude recevant la somme des bruits de fond de huit compteurs (4 à 5000 c/s en présence du faisceau et par détecteur) il importe que le temps mort du convertisseur sur la voie neutron soit aussi réduit que possible. Le convertisseur temps-amplitude réalisé par VAN ZURK est particulièrement bien adapté à cette exigence [3]. Le temps mort sur l'entrée neutron est de deux fois la gamme d'analyse soit 100 ns dans le cas présent. C'est un convertisseur à présélection, c'est à dire qu'il n'est rendu actif que si les paires d'impulsions (signal du compteur 2 et signal neutron) présentes à l'entrée possèdent les caractéristiques de temps et d'amplitudes adéquates. Cette présélection se fait sur une voie rapide parallèle à la voie d'analyse en temps et se traduit par un signal d'autorisation quand un signal neutron, d'amplitude suffisante pour passer le seuil, se présente durant les 50 ns suivant l'arrivée du signal venant du compteur n° 2.

En réalité, pour associer la mesure du temps de vol à la présence d'un π^o on réalise une coincidence entre le signal π^o et le signal venant du compteur n° 2. Le signal résultant que nous appellerons "start" conserve l'information en temps de l'impulsion du compteur n° 2. Ce signal est distribué sur les quatre convertisseurs temps-amplitude. Chaque convertisseur délivre, quand les signaux "start" et neutron ont les caractéristiques en temps et en amplitude adéquates, 3 signaux :

- un signal "autorisation" dont la phase est, à une constante près, celle du signal start,
- un signal "d'analyse" dont l'amplitude est proprotionnelle au temps de vol du neutron,
- un signal "porte" destiné au codage du temps de vol.

c) Logique d'interdiction (Fig. 5).

Lors de son passage dans le circuit mélangeur on prélève une fraction du signal issu du détecteur neutron. Cette fraction de signal déclenche un discriminateur dont le seuil est réglé à une valeur légèrement inférieure à celle du C.T.A.* ceci afin d'avoir toujours un codage quand il y a eu analyse en temps de vol. Le discriminateur actionne un monostable donnant une impulsion dont la durée est celle de la gamme d'analyse (50 ns). L'impulsion d'autorisation venant du CTA correspondant est aiguillée à travers un répartiteur vers 8 circuits de coincidence dont la seconde entrée reçoit par l'intermédiaire d'un retard convenable le signal venant du monostable de la voie considérée. Cette coincidence devant avoir un temps de résolution égal à la gamme d'analyse on a choisi d'allonger le signal correspondant au neutron. De cette

*C.T.A.: abréviation de Convertisseur Temps-Amplitude.

façon l'impulsion résultante a la phase du signal autorisation à une constante près, quelque soit l'instant d'arrivée du neutron. Cette particularité va permettre de réaliser facilement la logique d'interdiction. Chacun des quatre mélangeurs possède deux groupes de 8 sorties, correspondant aux 8 détecteurs affectés à un moment de transfert donné. Un des quatre groupes de sorties fournit les impulsions destinées à la logique d'interdiction, l'autre les signaux de codage. Une impulsion n'est présente à ces sorties que lorsque le compteur correspondant a détecté un neutron dont le temps de vol tombe dans la gamme d'analyse, ce neutron accompagnant un π°.

Les 8 sorties de coincidence d'un même mélangeur sont dirigées vers un circuit qui peut délivrer deux impulsions :

- une impulsion appelée "niveau 1" quand l'un quelconque ou plusieurs détecteurs ont été touchés,
- une impulsion appelée "niveau 2" quand deux détecteurs au moins ont été touchés.

Il y a quatre de ces circuits, un par banc de détecteurs.

Les signaux "niveau 1" venant de ces quatre circuits sont dirigés à leur tour sur un circuit identique qui peut fournir deux impulsions :

- un signal appelé "niveau 1 banc" quand un ou plusieurs bancs de détecteurs ont été touchés,
- un signal appelé "niveau 2 bancs" quand deux ou plus de deux bancs de détecteurs ont été touchés.

D'autre part les signaux d'autorisation venant des 4 C.T.A. sont mis en coincidence dans un circuit donnant une impulsion s'il y a eu deux ou plus de deux autorisations simultanées. Ce circuit double en partie le rôle du circuit "niveau 2 bancs". Son rôle sera expliqué en détail plus loin. Son signal de sortie que nous appelons "double interdiction" est dirigé ainsi que le signal "niveau 2 bancs" et les quatre signaux "niveau 2" vers un circuit donnant une impulsion quand l'un au moins de ces signaux est présent. Cette impulsion est appliquée en anticoincidence sur le signal "niveau 1 banc" dans un dernier circuit. Le résultat de cette anticoincidence nous fournit le signal $\pi^{o}N$ qui n'est présent que si un compteur neutron et un seul a été touché par un neutron dont le temps de vol est compris dans la gamme de mesure.

Le signal $\pi^{o}N$ est obtenu environ 250 ns après le passage du π^{-} incident dans le compteur n° 2. Compte tenu des câbles de liaison et du temps de réponse du circuit de déclenchement de la chambre à étincelles, l'impulsion de H.T. est appliquée sur les plaques de celle-ci environ 450 ns après le passage de la particule. L'impulsion $\pi^{o}N$ déclenche également l'avance de la caméra photographique.

3°) Enregistrement des autres données.

Pour reconstituer totalement l'événement il faut aussi disposer d'autres informations, en particulier du temps de vol et de la direction du neutron et de la direction du π^{-} incident.

a) Temps de vol et direction du neutron

Les impulsions d'analyse venant des quatre convertisseurs temps amplitude sont mélangées dans un mélangeur analogique puis dirigées vers un codeur d'amplitude qui les traduit en un chiffre binaire à 5 digits. Ce chiffre est mis en mémoire dans un registre.

Les 32 circuits de coincidence des mélangeurs de banc délivrent, en même temps que les signaux destinés à la logique d'interdiction, des impulsions permettant de coder sous la forme binaire le numéro du banc (2 digits) et le numéro du détecteur (3 digits) touchés. Ces informations sont également mémorisées dans un registre.

b) Direction du π^- incident.

La direction du π^- incident est définie par deux hodoscopes délivrant chacun 4 digits binaires, trois pour la position horizontale du faisceau et un pour sa direction verticale. Ces digits sont également mis en mémoire.

c) Enregistrement sur le film.

Toutes ces informations et un certain nombre de données supplémentaires venant d'échelles de comptage sont transférées sur le film par un système d'affichage de données.

Dans ce système le signal π^oN retardé vient interroger les différentes mémoires et retranscrire leur contenu sur le film par l'éclairement d'un ensemble de lampes au néon. Cet affichage se fait dans le code décimal codé binaire (1.2.4.8.).

On dispose ainsi sur le bord du film en regard de la photographie des gerbes, des informations suivantes :

- Numéro de la série de mesures.
- Numéro du cliché.
- Numéro du banc de détecteurs touché.
- Numéro du détecteur touché à l'intérieur de ce banc.
- Temps de vol du neutron.
- Lecture du premier hodoscope horizontal.

- Lecture du second hodoscope horizontal.
- Lecture des deux hodoscopes verticaux .
- Valeur de la polarisation de la cible .
- Signe de la polarisation.

Le temps d'éclairement du système d'affichage de données est de 7 à 10 ms, temps correspondant à l'inertie mécanique de la caméra.

La figure 6 donne un exemple des clichés pris dans cette expérience.

d) Mémoire intégratrice.

La surveillance de l'expérience par l'examen des clichés impose des délais très longs de l'ordre de 24 heures au minimum. D'autre part le taux de déclenchement étant très faible ($\sim 1.10^{-5}$ π^o par π^- incident à 6 GeV/c) et 6.10^{-6} à 11 GeV/c, il importe d'avoir un moyen de contrôle permanent et rapide du bon fonctionnement de l'appareillage. Ce contrôle a été réalisé à l'aide d'une mémoire intégratrice du type B.M. 96 comportant 4 096 canaux d'une capacité de 10^5 coups chacun. Cette mémoire est commandée par un dispositif d'aiguillage et de classement qui reçoit les digits binaires venant d'une part du codeur d'amplitude et d'autre part des codeurs de position du compteur touché. Ces informations sont classees dans la mémoire pour former les spectres suivants :

- 32 spectres de temps de vol, un par compteur (64 canaux)
- 4 spectres de temps de vol à moment transféré constant (64 canaux)
- 8 spectres de temps de vol à angle azimutal constant (64 canaux)
- 1 spectre donnant la somme des temps de vol des 32 compteurs (64 cx)
- 1 spectre donnant le nombre de coups dans chaque compteur (32 cx).

On peut visualiser en permanence tout ou partie de ces spectres et l'observation en particulier du spectre de temps de vol global et du nombre de coups dans chaque compteur permet de déceler très rapidement l'apparition d'un défaut de l'appareillage.

e) Ensemble de comptage

Pendant la prise de clichés on compte également tous les signaux importants. Ces comptages sont relevés automatiquement tous les 10^8 π^- incidents.

Entre les discriminateurs fournissant les signaux de comptage et les échelles sont intercalées des portes rapides. Ces portes ont un triple rôle :

- elles ne donnent accès aux échelles de comptage que pendant la durée du déversement des particules sur la cible,
- elles interrompent le comptage durant le temps mort dû à l'avance du film dans la caméra,
- fermées quelques dizaines de nanosecondes après le passage du signal π^oN elles rendent les échelles insensibles aux signaux dus au rayonnement de la chambre à étincelles.

On a résumé sur le diagramme de la figure 7 l'échelonnement en temps des différentes opérations nécessaires à l'enregistrement d'un événement.

Chapitre III

CARACTERISTIQUES DE L'ELECTRONIQUE UTILISEE

L'électronique utilisée dans cette expérience est intégralement transistorisée. Elle se décompose en trois genres de circuits :

- les circuits rapides, à haut taux de comptage, fonctionnant dans le domaine de la nanoseconde,
- les circuits de définition du neutron,
- électronique auxiliaire travaillant dans le domaine de la microseconde.

1°) Circuits rapides à haut taux de comptage

On a vu précédemment que l'électronique destinée à l'élaboration du signal π_o doit pouvoir supporter des taux de comptage de 10 MHz au minimum. L'électronique que nous avons utilisée supporte des fréquences de 25 à 30 MHz pour la plupart des circuits. Ces chiffres s'entendent en trains d'impulsions, reproduisant assez bien les conditions de fonctionnement sur un faisceau de particules possédant une structure dans le déversement sur la cible. Pour arriver à ce résultat on emploie des transistors rapides et des diodes tunnel. On s'efforce également de réaliser des liaisons continues tant à l'intérieur d'un même circuit que d'un circuit à un autre, ceci afin de limiter les phénomènes de niveau moyen introduits par les liaisons capacitives.

a) Caractéristiques générales

L'impédance des câbles d'interconnexion est de 100 Ω.

La polarité des signaux est négative. On distingue deux types de signaux :

- les signaux "rapides" dont l'amplitude est de 800 mV ± 25 % avec des fronts de montée de l'ordre de la nanoseconde.
- les signaux "de comptage" dont l'amplitude est de 4 à 6 volts avec des temps de montée de 5 à 10 ns.

Pour réaliser facilement l'interconnexion, en liaison continue, sans que le niveau continu à la sortie d'un circuit perturbe l'entrée du circuit suivant on utilise dans la plupart des cas une mise en forme du signal par câble en court circuit. Le niveau continu de sortie est alors celui de la masse. Les impulsions obtenues ont un temps de descente égal au temps de montée. D'autre part on peut déterminer avec précision la largeur du signal par le choix de la longueur du câble de mise en forme.

Une partie des circuits composant cette électronique est dérivée des circuits étudiés par SUGARMAN [4] l'autre est constituée de circuits originaux. Nous allons examiner successivement les circuits de base.

b) Limiteur

Les impulsions issues de l'anode d'un photomultiplicateur ont des amplitudes pouvant varier dans de larges limites. D'autre part, le taux de réflexion à l'entrée des circuits utilisant ces impulsions est généralement de l'ordre de 10 %. Pour éviter les

inconvénients dus aux réflexions sur des signaux de grande amplitude on a intérêt à limiter la dynamique des signaux à l'entrée des circuits. On réalise pour cela une standardisation en amplitude à l'aide d'un circuit limiteur monté dans le même boîtier que la chaîne potentiométrique d'alimentation du photomultiplicateur (Fig. 8).

Ce circuit est constitué de deux transistors en montage cascode base à la masse, polarisés de façon à débiter 16 mA. L'émetteur du premier transistor reçoit, à travers une diode, l'impulsion venant de l'anode du photomultiplicateur. Cette diode (S570G) a pour but d'éviter d'une part la destruction de la jonction base-émetteur par dépassement de la dissipation permise lors de la présence de très grandes impulsions sur l'anode, d'autre part en évitant l'apparition d'impulsions de grande amplitude sur la jonction base-émetteur on élimine la possibilité de passage de ces impulsions vers la sortie à travers la capacité base-collecteur du transistor. Le signal d'anode du photomultiplicateur en bloquant les deux transistors fournit à la sortie un signal calibré en amplitude.

Caractéristiques essentielles :

- amplitude du signal de sortie = 800 mV sur une charge de 50 Ω (câble de liaison 100 Ω et câble de mise en forme)
- temps de montée = 1,5 ns pour des impulsions au seuil de limitation
- temps de montée minimal = 0,9 ns
- taux de comptage maximal = 35 MHz sans variation sensible d'amplitude.

La limitation vers les taux de comptage élevés vient en général non du limiteur lui-même mais du système d'alimentation du photomultiplicateur. A haut taux de comptage le courant débité par les dernières dynodes devient non négligeable devant le courant circulant dans la chaîne potentiométrique d'alimentation du phototube. Pour pallier à cet inconvénient on alimente les 4 dernières dynodes à partir de sources de tension stabilisées.

Le circuit limiteur possède également une sortie de contrôle avant limitation.

c) Répartiteurs

Dans certains cas il est indispensable de pouvoir distribuer le même signal sur plusieurs circuits. Le circuit répartiteur répond à cette exigence et fournit 4 signaux identiques et en phase. Son schéma est représenté figure 9.

L'impulsion venant du circuit précédent est appliquée sur les bases de deux transistors en parallèle. Le signal recueilli sur les collecteurs de ces transistors est distribué sur les bases des 4 transistors de sortie. On emploie deux transistors dans le premier étage pour pouvoir utiliser une plus grande résistance d'émetteur. De cette façon on obtient une meilleure stabilité du point de polarisation en fonction de la température. Cette polarisation est ajustable pour tenir compte du niveau de sortie du circuit précédent. Les quatre sorties étant à couplage capacitif il est indispensable d'utiliser une mise en forme.

Caractéristiques essentielles :

- signal à l'entrée : amplitude minimale 600 mV
  " maximale 3 V.

- signal de sortie

  •amplitude 800 mV sur 50 Ω (câble + mise en forme).
  •temps de montée minimal = 1,3 ns

- temps de transit dans le circuit ∿ 3,5 ns

- jitter en temps d'une voie à l'autre 0,3 ns

- taux de comptage maximal = 35 MHz.

d) Discriminateur. Fig. 10

Le but de ce circuit est de fournir une impulsion calibrée en amplitude et en durée pour tout signal d'amplitude supérieure au seuil de déclenchement. Il est utilisé par exemple à la sortie d'un circuit de coïncidence ou pour calibrer les impulsions issues d'un photomultiplicateur dépourvu de limiteur.

La fonction de mise en forme en durée est réalisée à l'aide d'une diode tunnel ce qui permet d'obtenir des fronts très brefs du signal de sortie. Cette diode tunnel est polarisée environ 2 mA en dessous du pic de courant. (Point A) Sous l'effet du signal d'entrée le point de fonctionnement passe au point stable à faible courant et tension plus élevée. (Point B) Les transistors T_3 T_4 T_5 sont utilisés à la fois pour ramener la diode tunnel à son point de fonctionnement à faible tension et fort courant (A) et pour délivrer un courant fixe de sortie. Le transistor T_4 débite un courant de 16 mA et est bloqué par le basculement de la diode tunnel, le transistor T_5

débite alors et envoie à travers le câble donnant un retard θ un front positif qui fait rebasculer la diode tunnel. La largeur de l'impulsion de sortie est de θ + 3 ns. Ces 3 ns étant le temps de transit dans T_3, T_4, T_5. L'impulsion de rebasculement continue à se propager dans le câble pendant un temps égal à la durée du signal de sortie. Le temps mort du circuit est donc égal à deux fois la durée de ce signal.

A ce circuit de base on a ajouté un étage d'entrée chargé de la fonction seuil. Cet étage est constitué des transistors T_1 et T_2 en montage amplificateur différentiel. La polarisation de la base de T_2 permet de régler le seuil de déclenchement. Ce dispositif présente l'avantage de faire fonctionner la diode tunnel dans les mêmes conditions quelque soit le seuil.

D'autre part, le circuit formé de T_6. T_7. T_8 fournit, à partir du signal prélevé sur les émetteurs de T_4 . T_5, une impulsion destinée au comptage. La durée de cette impulsion est indépendante de celle du signal rapide, elle est définie par une self placée dans le collecteur de T_7. Les caractéristiques essentielles de ce circuit sont :

- sensibilité = 150 mV ajustable par P_2
- gamme de discrimination = 150 mV à 1,5 V
- gamme d'utilisation = 150 mV à 6 V

- temps de transit dans le circuit ∿ 6 ns
- taux de comptage maximal 40 MHz
- temps mort variable et égal à deux fois la durée du signal de sortie

- signaux à la sortie

  - voie rapide : 2 sorties en parallèle donnant 800 mV sur 100Ω

    temps de montée 1,1 ns

    largeur réglable de 5 ns à plusieurs centaines de ns.

    temps de restitution 15 ns pour un signal de 5 ns à la sortie.

  - voie comptage: 2 sorties en parallèle donnant 4,5 V sur 100Ω

    temps de montée 6 ns

    largeur à la base 20 ns.

e) Circuit de coïncidences

Dans ce circuit on fait la somme, sur une charge commune, des signaux venant des différentes voies. La coïncidence est détectée quand l'amplitude de l'impulsion somme atteint un niveau donné. Les signaux venant des détecteurs sont transformés en impulsions d'amplitude standard = V volts qui sont additionnés. Si on a n voies en coïncidence le signal résultant aura une amplitude de nV volts. Si un compteur n'a rien détecté l'amplitude du signal sera (n - 1)V volts. Il suffit donc pour détecter une coïncidence d'ordre n de placer un discriminateur dont le seuil sera réglé entre (n - 1)V et nV volts.

Le circuit comporte six entrées constituées chacune de deux transistors montés en amplificateur différentiel avec une grande résistance d'émetteur afin d'avoir une bonne stabilité du courant débité dans la voie (voir figure 11). Les collecteurs des

transistors de droite, T_2, sont réunis entre eux par une ligne coaxiale de façon à déformer au minimum les fronts des impulsions. Cette ligne est terminée à une extrémité par une résistance d'adaptation (100 Ω) utilisée également pour alimenter les collecteurs des transistors. A l'autre extrémité de la ligne est connectée la base d'un transistor de séparation entre la ligne d'addition et le discriminateur. Les bases des transistors T_2 sont polarisées pour avoir un courant de collecteur de 6 mA en l'absence de signal. Un signal négatif appliqué sur la base de T_1 ouvre ce transistor et le courant qui passait dans T_2 est commuté dans T_1 provoquant l'apparition d'un signal calibré en amplitude sur le collecteur de T_2. La durée de ce signal est définie par la longueur du câble de mise en forme utilisé sur le signal d'entrée. La présence d'un dépassement positif à l'entrée accélère le blocage du transistor T_1 et le retour au régime de repos. L'arrêt d'une voie est réalisé simplement en déconnectant la source d'alimentation des émetteurs.

Le circuit de discrimination est constitué également d'un montage amplificateur différentiel. La résistance commune d'émetteur est remplacée par un transistor fonctionnant en générateur de courant constant. La polarisation de la base du transistor débitant au repos permet de régler le seuil de discrimination. La tension continue présente sur l'émetteur du transistor de séparation, variable selon le nombre de voies en service, rend obligatoire un couplage capacitif vers le discriminateur. Cette liaison par condensateur est une des principales causes de limitation vers les hauts taux de comptage.

Le signal de dépassement de seuil est dirigé vers le transistor de sortie par l'intermédiaire d'une liaison à diode Zener. Ce signal est disponible sur deux sorties en parallèle.

Sur le collecteur du transistor de séparation on recueille un signal dont l'amplitude est proportionnelle au signal sur la ligne d'addition. Ce signal est disponible sur deux sorties en parallèle après passage dans un transistor d'adaptation. Il est utilisé pour faciliter les ajustements des retards entre voies à l'aide d'un oscilloscope. D'autre part cette sortie peut être utilisée pour déclencher un discriminateur. Cela permet de détecter à l'aide d'un seul circuit des coincidences d'ordre différent. Cette facilité est mise à profit en particulier dans la logique d'interdiction.

Les caractéristiques essentielles de ce circuit sont :

- sensibilité = 450 mV
- temps de résolution = demi largeur à mi hauteur de la courbe de coincidence, égale à la largeur des impulsions d'entrée
- temps de résolution minimal = 1,5 ns pour une efficacité de 100 % sur des signaux de P.M. 56 AVP équipés de limiteurs
- taux de comptage maximal $\sim$ 30 MHz sans effet sur le seuil
- temps de transit dans le circuit = 7 ns.
- <u>Signaux à la sortie</u>

  Voie discriminée : l'amplitude est fonction du seuil
  - amplitude maximale à seuil 0 = 450 mV sur 2 sorties 100 Ω
  - temps de montée = 1,5 ns

  Voie directe
  - amplitude $\sim$ 180 mV par voie
  - temps de montée = 2 ns.

La figure 12 représente des courbes typiques obtenues avec ce circuit.

f) Anticoincidence

Le circuit d'anticoincidence possède 4 voies de coincidence et 2 voies d'anticoincidence. Les voies de coincidence sont identiques à celles du circuit précédent de même que les circuits de discrimination et de sortie.

Les voies d'anticoincidence sont constituées d'un seul transistor dont la polarisation de base est réglable pour compenser le niveau continu présent à la sortie du circuit précédent. On trouve sur le collecteur de ce transistor, relié à la ligne d'adition, un signal positif d'amplitude au moins égale à 600 mV qui vient se soustraire aux signaux de coincidence.

Sur les voies d'anticoincidence on ne peut pas utiliser un signal mis en forme par câble en court circuit car la remontée positive de ce signal donnerait sur la ligne d'addition une impulsion négative pouvant simuler une coincidence. Cela entraîne l'impossibilité de définir avec précision la largeur des courbes d'anticoincidence à partir d'un signal venant d'un limiteur. Cet inconvénient est, en général, peu important. Si l'on veut une largeur définie d'anticoincidence il faut réaliser une mise en forme en durée à l'aide d'un discriminateur. Il est en général intéressant d'utiliser le signal venant du limiteur sans aucune mise en forme pour éviter les phénomènes de temps mort sur la voie d'anticoincidence.

Ce circuit a les mêmes caractéristiques que le circuit de coincidence précédent.

Son inefficacité mesurée en anticoincidant les impulsions de deux compteurs en coincidence par les impulsions d'un compteur placé entre les deux premiers est de quelques 10^{-6}.

Note : Pour s'affranchir des limitations dues aux couplages capacitifs une nouvelle version de ces circuits a été créée et est actuellement en cours d'expérimentation.

Le schéma en est sensiblement identique, les transistors PNP sont remplacés par des NPN ce qui permet d'avoir une tension fixe sur la ligne de mélange, tous les transistors qui y sont connectés étant bloqués au repos. On a pu ainsi réaliser des liaisons continues de l'entrée à la sortie du circuit. De ce fait avec les mêmes performances quant au temps de résolution le taux de comptage est porté à plus de 50 MHz.

Tous ces circuits sont normalement suivis d'un discriminateur qui permet de disposer d'une impulsion standard et également des signaux de comptage correspondants à l'impulsion de coïncidence.

g) Portes rapides (Fig. 13)

Les impulsions de comptage sont en général dirigées vers les échelles à travers des portes rapides permettant d'interrompre le comptage durant les temps morts et isolant les échelles au moment de la mise sous tension de la chambre à étincelles.

Ce circuit dont le schéma est représenté figure 13 est constitué d'un bistable de commande et de 8 voies de porte. Le bistable est actionné par des impulsions d'ouverture et de fermeture, impulsions standard au niveau "comptage". Le signal issu de ce bistable est utilisé pour commander les transistors T_1. Ces derniers en position porte fermée sont saturés et constituent un court circuit vers la masse pour les signaux appliqués à la base de T_2. En position porte ouverte les transistors T_1 sont bloqués et les transistors T_2 fonctionnent normalement en émetteurs suiveurs.

Caractéristiques du circuit

- temps d'ouverture de la porte = 10 ns
- temps de fermeture de la porte = 15 ns
- retard à l'ouverture = 18 ns
- retard à la fermeture = 12 ns
- atténuation du signal en porte ouverte ∿ 20 %
- résidu en porte fermée = ∿ 100 mV
- taux de comptage maximal 25 MHz
- temps de transit dans le circuit = 5 ns

h) Répartiteurs haut niveau (Fig. 14)

Ce circuit est destiné à distribuer une impulsion standard de comptage sur plusieurs circuits. On dispose à la sortie de 8 signaux identiques calibrés en amplitude. Le circuit est en fait constitué de deux répartiteurs à 4 voies commandés en parallèle . Chacun de ces répartiteurs comprend un amplificateur différentiel d'entrée suivi d'un transistor inverseur. Le signal recueilli sur le collecteur de ce dernier attaque en parallèle les bases de 4 transistors de sortie. Le montage est réalisé entièrement en liaisons continues et possède les caractéristiques suivantes.

- impulsion d'entrée : signal standard de comptage
  amplitude minimale 3,5 V
- impulsions de sortie: 8 fois 6 volts sur 100Ω
  - temps de montée 10 ns
  - temps de descente 12 ns
  - largeur à la base 25 ns

- temps de transit dans le circuit 12 ns
- fluctuation de temps de transit d'une voie à l'autre 2 ns au maximum
- taux de comptage maximal 30 MHz.

2°) Electronique de définition du neutron

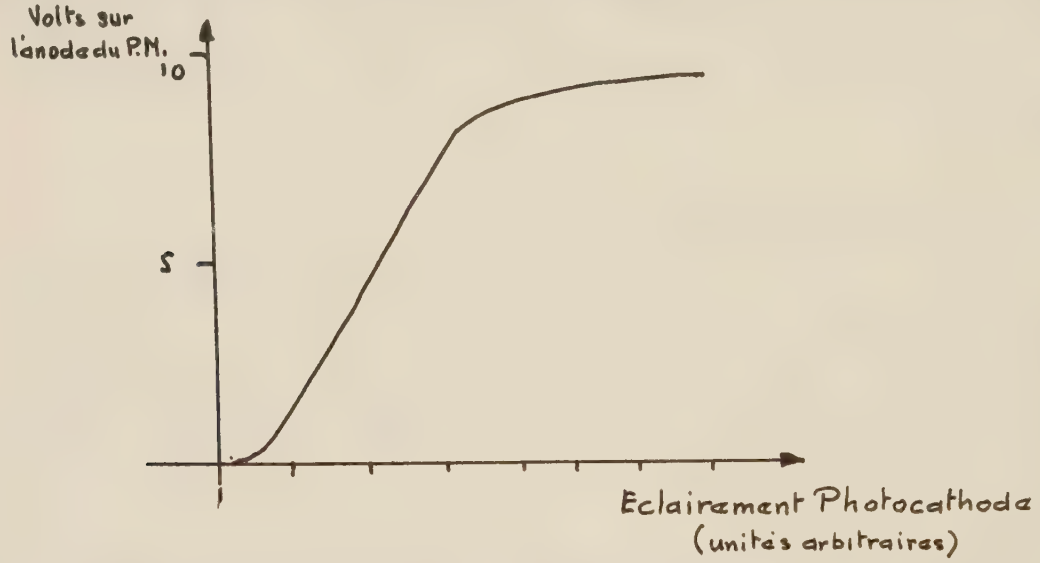
L'élément principal de cette partie de l'électronique est le convertisseur temps amplitude. Il est précédé des circuits mélangeur-coincidence et répartiteur start et suivi de la logique d'interdiction.

a) Mélangeur-coincidence (Fig. 15)

Le signal venant du détecteur neutron par un câble coaxial ($Z = 100\,\Omega$) adapté coté détecteur trouve à l'entrée du mélangeur 2 circuits présentant chacun une impédance de $200\,\Omega$. L'un de ces circuits est le mélangeur et l'autre est constitué par un discriminateur.

Les impulsions "neutron" sonttransmises par l'intermédiaire de diodes à faible temps de commutation, légèrement polarisées dans le sens direct, à un transformateur du type transligne [5] assurant ainsi le mélange des 8 détecteurs. Le transligne réalise l'adaptation d'impédance entre le détecteur ($Z = 100\,\Omega$) et l'entrée du C.T.A.($Z = 50\,\Omega$). L'amplitude des signaux venant des détecteurs est comprise entre $\sim 0{,}5$ V et quelques volts quand le scintillateur est touché par un neutron. Compte tenu des dimensions importantes des scintillateurs on recueille également des signaux de grande amplitude dûs à la détection de particules très énergiques comme des π ayant diffusé du faisceau ou des rayons cosmiques. Ces derniers en particulier peuvent traverser les 4 détecteurs d'un même banc. Les impulsions résultantes s'ajoutent à l'entrée du transligne, on a pu mesurer à ce point des signaux atteignant

60 volts. Ces signaux se trouvent appliqués en inverse aux diodes correspondant aux autres voies et peuvent amener leur destruction. Pour éviter cet inconvénient on a placé des diodes d'écrêtage limitant à 6 volts l'amplitude des impulsions sur chacune des entrées et au point commun des diodes de mélange. D'autre part, les chaînes potentiométriques des photomultiplicateurs ont été réalisées de façon à donner une réponse linéaire pour les faibles signaux et une saturation pour des amplitudes de 8 à 10 volts.



L'impulsion "neutron" attaque en même temps que le mélangeur un discriminateur à diode tunnel (DT1) dont le seuil est réglé par l'intermédiaire du transistor T_1 à une valeur inférieure de 10 % environ au seuil du CTA. Le dépassement de ce seuil déclenche un monostable constitué de la diode tunnel DT2 et de la self L. Cette dernière est ajustée pour recueillir à la sortie du monostable un signal de $\theta + 5$ ns environ. θ étant la gamme d'analyse du CTA. Ce signal est dirigé, à travers un transistor de sortie T_2 et un retard convenable, vers un circuit de coincidence dont la seconde entrée reçoit le signal d'autorisation venant du CTA.

Le signal d'autorisation est distribué aux 8 circuits de coincidence et au circuit de double interdiction par un répartiteur. Celui-ci est constitué d'une diode tunnel dont le basculement entraîne l'avalanche d'un transistor ayant comme charge d'émetteur les 9 sorties du répartiteur.

Dans chacun des 8 circuits de coincidence l'impulsion issue du répartiteur est remise en forme par un monostable à diode tunnel et câble en court-circuit. L'impulsion obtenue, calibrée en applitude et de 4 ns de durée, est dirigée vers la coincidence par un transistor base à la masse.

La coincidence est réalisée par addition de courants sur la diode tunnel DT_3 montée en monostable à mise en forme par self. Le signal de DT_3 amplifié par le transistor T_3 est disponible sur deux sorties en parallèle pour réaliser la logique d'interdiction. Le basculement de DT_3 entraîne l'avalanche du transistor T_4 qui fournit par l'intermédiaire de T_5 un signal de 6 volts et 20 ns à la base destinée à la logique de codage.

b) Répartiteur start (Fig. 16)

Le circuit distribue le signal du compteur n° 2 aux 4 convertisseurs temps amplitude lorsque ce signal est en coincidence avec un signal π_o. Ce circuit est dérivé du discriminateur d'entrée du CTA [3]. On réalise une coincidence par addition de courants sur la diode tunnel DT_1 entre le signal π_o de 20 ns de large et le signal de 4 ns venant du compteur 2. De cette façon l'instant de déclenchement correspond au front avant du signal du compteur n° 2 et est indépendant des fluctuations en temps éventuelles du signal π_o.

Le basculement de DT_1 entraîne celui de DT_2 utilisée en monostable à mise en forme par ligne en court circuit. Ce basculement provoque l'avalanche du transistor T_1 dans l'émetteur duquel est placée la charge constituée par les entrées des 4 C.T.A.

c) Convertisseurs temps-amplitude

Les convertisseurs temps amplitude utilisés ayant été décrits ailleurs [3 - 6] on se bornera à en rappeler le principe et les performances. (Voir Fig. 17).

La caractéristique essentielle de ce convertisseur est de n'être rendu actif que lorsqu'une paire d'impulsions sélectionnée par une voie parallèle rapide satisfait aux conditions d'analyse. Cette voie parallèle comprend un discriminateur sur chaque voie dont le seuil détermine l'amplitude des impulsions à analyser. Sur la voie neutron (stop.) le discriminateur est suivi d'un monostable dont la durée est celle de la gamme d'analyse (θ). Les signaux issus du discriminateur "start" et de ce monostable sont mis en coincidence. Le signal résultant constitue l'"autorisation". Ce signal sensibilise deux bistables à diodes tunnel qui sont rebasculés par les impulsions à analyser convenablement retardées. Les fronts arrière des signaux de ces bistables, séparés par le temps t à mesurer, sont utilisés pour former un créneau de tension qui bloque un transistor débitant un courant constant. Un circuit intégrateur placé dans le collecteur de ce transistor donne une impulsion dont l'amplitude est proportionnelle à t.

Les caractéristiques du convertisseur sont les suivantes :

- sensibilité 500 mV sur 50 Ω pour les deux voies
- gamme d'analyse θ = 50 ns (réglable par câbles)
- temps mort voie 1 = 20 ns
  voie 2 = 2 fois la gamme d'analyse soit 100 ns

- linéarité différentielle = < 2 %
- temps de résolution = 6.10^{-10} s.

d) Logique d'interdiction

Cette logique, dont nous avons vu le schéma précédemment, est entièrement réalisée en circuits rapides. Seuls les mélangeurs à 8 voies sont légèrement différents des circuits standard.

Ces circuits ont un fonctionnement identique aux circuits de coincidence décrits plus haut. Ils comportent 8 entrées au lieu de 6 et de ce fait, pour des raisons d'encombrement, ne possèdent pas de discriminateur. Les signaux de la ligne d'addition sont disponibles sur deux sorties indépendantes pouvant attaquer chacune un discriminateur DR1. Le seuil de ces discriminateurs fixe l'ordre des coincidences à détecter.

Cette logique n'appelle pas de commentaires particuliers sauf en ce qui concerne le circuit de double interdiction. Dans le circuit de mélange-coincidence le signal de durée $\theta + 5$ ns est fourni par un monostable à diode tunnel et mise en forme par self. Ce type de circuit a un temps mort important, de l'ordre de 350 à 400 ns dans le cas présent. Pour être sûr de coder un signal vu par le C.T.A. ce monostable se déclenche sur des signaux d'amplitude inférieure au seuil du C.T.A. Il arrive qu'une impulsion ayant déclenché le monostable sans déclencher le C.T.A. d'où un temps mort de 400 ns, soit suivie durant ce temps mort d'une impulsion passant les deux seuils. Dans ce cas aucun signal ne sort vers la logique d'interdiction et le codage, ni pour la première impulsion, ni pour la seconde. L'événement n'est pas enregistré. Mais dans le cas où un détecteur d'un autre banc a été touché on a alors la configuration suivante des différents signaux, Fig. 18. On ne peut alors interdire le déclenchement. Celui-ci est enregistré avec un temps de vol correspondant à la somme des signaux d'analyse des deux bancs.

D'autre part on code le n° de détecteur correspondant au banc sur lequel il n'y a pas eu de phénomène de temps mort.

En fonctionnement normal ce cas représente environ 2 à 3.10^{-3} des déclenchements $\pi_o N$. Ceci est dû au fait que les monostables sont occupés le plus souvent par des coups provenant de π^- diffusés autour du faisceau. Chaque détecteur recueille quelques milliers de ces particules par déversement.

3°) Logique de classement et d'affichage

Cette logique permet d'une part l'affichage sur le film des grandeurs nécessaires à la reconstitution de l'événement et d'autre part le classement de ces mêmes données dans une mémoire intégratrice sous forme de différents spectres.

Les données à enregistrer, temps de vol et numéro du compteur touché, sont transformées par deux ensembles de codeurs en deux chiffres binaires et stockées dans un registre avant classement [7].

a) Codage du temps de vol

Ce codage est réalisé par un codeur d'amplitude type CA25 (Intertechnique) qui transforme l'impulsion d'amplitude variable venant du C.T.A. en un code binaire à 6 moments (spectre de 64 canaux).

Comme on doit coder indifféremment les signaux venant de 4 CTA, un mélangeur analogique est interposé entre la sortie de ceux-ci et le codeur d'amplitude. Ce mélangeur réalise de plus l'uniformisation des signaux venant des C.T.A. En effet la pente de conversion n'est pas rigoureusement identique pour chacun d'eux et de plus l'amplitude V_o, correspondant à un retard $\Delta t = 0$ entre

les deux signaux start et stop appliqués au C.T.A., est différente pour chaque circuit.

Chaque C.T.A. délivre à partir du signal d'autorisation un signal porte de 3 μs de durée. Ce signal déclenche, dans le mélangeur analogique, un monovibrateur de Schmitt fournissant un signal d'amplitude très stable. Ce signal est ajouté, après passage dans un atténuateur réglable, au signal d'analyse que l'on peut également atténuer. La somme de ces deux signaux est dirigée vers un amplificateur de gain 2. Les sorties des 4 amplificateurs correspondant aux 4 C.T.A. sont mélangées. Le résultat de ce mélange est appliqué à l'entrée du codeur d'amplitude.

Pour éviter des codages intempestifs, dûs par exemple à des parasites, on réalise à l'entrée du codeur une coincidence entre le signal d'analyse et l'impulsion $\pi_o N$.

Ce codeur délivre, en plus du chiffre binaire correspondant au codage de l'impulsion d'analyse, un signal appelé "Pilote CA 25". Ce signal est absent en cas de non franchissement du seuil inférieur du codeur ou en cas de dépassement de capacité.

b) Codage du compteur touché Fig. 19.

Les signaux de codage venant des 4 circuits "mélange-coincidence" sont dirigés, à travers des portes rapides ouvertes par l'impulsion $\pi_o N$ et refermées 55 ns plus tard, vers un ensemble constitué d'un aiguilleur et de deux codeurs.

L'aiguilleur comprend 8 circuits "OU" à 4 entrées et 4 circuits OU à 8 entrées connectés aux 32 sorties des portes rapides. On dispose ainsi de 4 sorties numérotées de 0 à 3 correspondant au numéro du banc touché et de 8 sorties numérotées de 0 à 7 correspondant au numéro du compteur touché. Les impulsions fournies ont les caractéristiques de signaux de comptage. Chaque groupe de sorties est relié à un codeur

L'un de ces codeurs donne un code binaire à 2 moments correspondant au numéro du banc touché, l'autre un code binaire à 3 moments correspondant au numéro du compteur touché.

Ils sont constitués de 3 circuits OU fournissant de 0 à 3 impulsions dont la combinaison binaire représente le rang de l'impulsion d'origine. La sortie de ces OU positionne 3 bistables formant registre. L'impulsion $\pi_o N$ retardée déclenche un monostable d'1 μs de durée qui échantillonne les bistables par l'intermédiaire de 3 circuits ET. Les impulsions de codage sont recueillies à la sortie de ces circuits ET. Le front arrière du signal d'1 μs remet à 0 les bistables.

Les deux groupes de codes binaires sont dirigés vers deux registres préalablement remis à 0. L'un de ces registres est constitué par l'entrée du système de classement dans la mémoire intégratrice. L'autre registre constitue l'élément de mémoire pour l'affichage des données sur le film.

c) Système de classement dans la mémoire intégratrice

Dans la mémoire intégratrice on forme cinq types de spectres :

- A_1 : 32 spectres de 64 canaux chacun correspondant au temps de vol des neutrons détectés par chacun des compteurs.
- A_2 : 8 spectres intégrés de 64 canaux chacun correspondant au temps de vol des neutrons détectés par les compteurs portant le même numéro dans chacun des 4 bancs.
- A_3 : 4 spectres intégrés de 64 canaux chacun correspondant au temps de vol des neutrons détectés par tous les compteurs d'un même banc.

- A_4 : 1 spectre intégré de 64 canaux correspondant au temps de vol des neutrons détectés par les 32 compteurs.
- A_5 : 1 spectre de 32 canaux. Le contenu de chaque canal représentant le nombre de neutrons détectés par un compteur.

Pour tracer ces spectres on aiguille séquentiellement les informations "temps de vol" et numéro du compteur touché vers les différentes parties de la mémoire magnétique.

Le signal "Pilote CA 25" retardé de 80 μs commande un anneau à 6 positions. Les cinq premiers pas de l'anneau fournissent les signaux nécessaires à la formation des cinq types de spectres ci-dessus, le sixième assure la remise à zéro du registre d'entrée.

Sur chaque position l'anneau génère une impulsion de 25 μs qui échantillonne les bistables du registre d'entrée par l'intermédiaire de circuits ET à 3 entrées. Une entrée correspond au bistable, la seconde à l'échantillonnage, la troisième étant réservée aux différents signaux d'autorisation correspondant à chaque type de spectre. Après passage dans un circuit de mise en forme, les signaux issus des circuits ET forment un code binaire à 12 moments représentant l'adresse de la mémoire où on veut ajouter un coup. Simultanément à l'impulsion d'échantillonnage, on envoie l'ordre d'inscription. Le temps total d'un cycle d'inscription est de 300 μs.

Le tableau 20 résume les différents classements réalisés dans la mémoire.

d) Système d'affichage sur le film

Le registre d'entrée est sensiblement identique à celui du système de classement. Pour pouvoir lire le film soit automatiquement soit par examen visuel, l'affichage est réalisé dans le code binaire

codé décimal (B.C.D.). Il existe donc pour les 6 digits binaires correspondant au codage du temps de vol un transcodeur transposant cette information en deux séries de signaux B.C.D. Il n'est pas nécessaire de disposer d'un transcodeur pour les informations correspondant au numéro de banc et au numéro de compteur touché. En effet, le chiffre le plus élevé à afficher étant 7, il n'y a pas de différence entre le code binaire et le code B.C.D. On dispose sur le registre mémoire des informations temps de vol et numéro de détecteur touché sous forme de niveaux continus compris entre 0 et -2V pour l'état "0" et -4V à -6V pour l'état "1". Ces niveaux sont identiques à ceux disponibles pour la lecture des échelles de comptage.

4°) Electronique auxiliaire

On trouve dans cette partie de l'électronique les hodoscopes, le dispositif d'affichage de données sur le film et enfin le système de déclenchement de la chambre à étincelles.

a) Hodoscopes

Comme on l'a vu plus haut la direction du π^- incident est définie par 2 hodoscopes. Chacun d'eux est constitué par un ensemble de scintillateurs délimitant dans un plan perpendiculaire à l'axe du faisceau un rectangle dont les dimensions tiennent compte de la divergence du faisceau. Ce rectangle est divisé en 7 zones horizontales et 2 zones verticales par 4 scintillateurs vus chacun par un photomultiplicateur. Le premier photomultiplicateur donne les deux informations verticales et les trois autres les 7 informations horizontales. Le scintillateur du premier P.M. horizontal est divisé en deux parties ayant chacune 2/7 de la largeur totale. Les deux autres scintillateurs ont chacun une largeur égale aux 4/7 de la largeur totale. La disposition de ces scintillateurs correspond à la disposition des signaux

dans le code Gray, ou code binaire réfléchi. On dispose donc à la sortie des photomultiplicateurs horizontaux d'un groupe de trois signaux dont la combinaison caractérise la zone touchée. Les impulsions venant des 4 détecteurs sont mises en coincidence avec le signal π^- incident pour s'assurer que la particule vue par l'hodoscope a bien été détectée par le télescope incident. Les impulsions de coincidence, après mise en forme, sont dirigées vers l'élément de mémoire à travers une porte rapide, ouverte par le signal π_o pendant 40 ns. La mémoire est constituée par des bistables (blocs circuits Phillips), chaque hodoscope comprend 4 bistables, un par photomultiplicateur, positionnés à "1" par la présence d'une impulsion à l'entrée. Ces bistables sont suivis de circuits ET réalisant le transcodage du code Gray en code BCD au standard des échelles de comptage.

Le signal π_o n'étant pas obligatoirement accompagné d'un signal neutron, il importe de remettre à 0 les bistables quand on n'a pas d'impulsion $\pi_o N$. Le dispositif d'affichage des données délivre un signal d'interdiction pendant toute la durée de l'affichage Cette interdiction est commandée par le signal $\pi_o N$. La remise à zéro des bistables est effectuée par un monostable, lui-même déclenché par la sortie d'un circuit OU recevant d'une part la commande de remise à zéro venant du dispositif d'affichage de données et d'autre part la sortie d'un circuit ET. Ce circuit ET à 2 entrées reçoit l'impulsion π_o convenablement retardée et le signal d'interdiction complémenté. On a donc un signal, commandant la remise à zéro, dans le cas où on détecte un π_o non accompagné d'un neutron. Le schéma synoptique des circuits hodoscopes est représenté figure 21.

b) Système d'affichage des données

Ce système permet l'inscription sur le film de 19 groupes d'informations constituant chacun une décade en code D.C.B. 17 groupes correspondent aux informations à enregistrer. Les deux autres affichent des valeurs constantes et indiquent le début et la fin de l'enregistrement.

Chacune des décades d'affichage est composée de 5 lampes au néon miniatures. 4 de ces lampes sont allumées quand la bascule de poids correspondant dans la décade est à "1". La cinquième lampe est toujours allumée durant l'affichage et sert de pilote pour la lecture automatique.

L'ensemble des néons est disposé près de la caméra et impressionne le film par l'intermédiaire d'un objectif auxiliaire et d'un prisme.

Le processus d'affichage est commandé par l'impulsion $\pi_o N$. Ce signal déclenche un monostable donnant une impulsion de 10 à 15 ms de durée qui commande l'éclairement des néons. Cette impulsion inversée constitue le signal d'interdiction pour les hodoscopes.

L'éclairement est réalisé en appliquant une tension de 150 V sur les néons par l'intermédiaire d'un transistor 2N1990 bloqué au repos et débloqué pendant l'affichage. Le signal de commande est fourni par un circuit ET à deux entrées recevant d'une part le niveau continu traduisant l'état de la bascule à afficher et d'autre part le niveau négatif du monostable d'affichage.

A la fin de l'affichage le circuit délivre deux signaux :

- l'un positif (6 V, 1 μs) pour la remise à zéro du registre où sont stockées les informations "temps de vol" et "numéro de compteur touché" ;
- l'autre négatif (signal standard de comptage pour la remise à zéro des bistables de l'hodoscope.

c) Circuit de déclenchement de la chambre à étincelles

Ce circuit a pour but d'appliquer avec le retard minimal l'impulsion de haute tension (10 à 12 kV) sur les plaques de la chambre à étincelles. (Voir Fig. 22).

L'élément principal de ce circuit est un éclateur à trois électrodes commandé par une impulsion de 5 kV appliquée sur l'électrode centrale.

Le signal $\pi_o N$ est amplifié et inversé pour donner un signal positif de 12 V d'amplitude. Ce signal est appliqué à la grille d'un tube à émission secondaire EFP60 monté en déclencheur (Trigger). On recueille sur la dynode de ce tube une impulsion de 500 V d'amplitude présentant un temps de montée de 20 ns. Cette impulsion débloque un tube haute tension EL504 alimenté sous 5000 V. On trouve sur l'anode de ce tube un signal de près de 5000 V avec un temps de montée de l'ordre de 25 ns. Ce signal est appliqué sur l'électrode de commande de l'éclateur 50 ns environ après l'instant d'arrivée du signal $\pi_o N$.

L'éclateur est composé de deux électrodes principales reliées, l'une à la masse, l'autre à la capacité chargée à la HT. L'électrode d'amorçage placée entre les deux électrodes principales est portée à une tension $\frac{HT}{2}$ par l'intermédiaire d'un pont de résistance. Cette électrode est creuse et deux aiguilles, écartées de 3 mm, reliées l'une à la masse, l'autre à la haute tension, par des résistances convenables, y maintiennent une ionisation permanente focalisant l'amorçage. Une circulation d'azote dans l'éclateur limite l'oxydation des électrodes.

Les caractéristiques du circuit sont les suivantes :

- haute tension = 8 à 15 kV
- retard total entrée sortie : minimal 60 ns
  moyen 75 à 80 ns.
- fluctuation du retard au déclenchement 20 ns maximum
- impulsion de commande : polarité positive
  amplitude 12 V.

Chapitre IV

VERIFICATIONS

L'appareillage représentant un grand nombre de circuits, il importe avant chaque série de mesures de s'assurer du bon fonctionnement de l'ensemble. De même, en cours de mesure on procède à des vérifications systématiques permettant de s'assurer de la stabilité des étalonnages ; en particulier pour le temps de vol et le seuil de détection des neutrons.

Ces vérifications peuvent être groupées en deux catégories ; celles ne nécessitant pas le fonctionnement de l'accélérateur et celles utilisant le faisceau de π^-.

1°) Vérifications en dehors du faisceau

a) Vérifications à partir de générateurs d'impulsion

Un générateur fournissant trois impulsions déphasables de 0 à 500 ns permet de vérifier le fonctionnement correct de toute la logique de classement et de la logique d'interdiction. Les gammes de coincidence des circuits mélangeurs-coincidence et les gammes d'analyse des C.T.A. sont également contrôlées.

α) Test en temps et en position

Pour tous ces essais on crée à l'aide d'une voie du générateur un "faux π_o". Pour cela le signal venant du compteur n° 2 est remplacé par le signal du générateur. Le seuil du circuit de coincidence définissant le π^- incident est réglé de façon à détecter les simples. De cette façon, aucune anticoincidence n'étant présente, on trouve le même signal à la sortie des circuits π^- incidents, absorbés, π^o et répartiteur start.

Les comptages relevés à la sortie de ces différents circuits permettent une vérification grossière du bon fonctionnement de la première partie de la logique.

Une seconde voie du générateur est utilisée pour simuler un signal $\nu^{o}N$. La caméra étant remplacée par un temps mort de quelques ms on se trouve dans les conditions de mesure.

On peut alors opérer les vérifications suivantes :

1/ En plaçant l'impulsion simulant le signal neutron au centre de la gamme d'analyse en temps et en la connectant successivement au 32 entrées neutrons on vérifie :

- les codages des n° de banc et n° de détecteur touché
- leur classement dans la mémoire intégratrice
- leur affichage dans le système d'enregistrement des données sur le film.

2/ En attaquant simultanément deux entrées neutron des mélangeurs-coincidence, on vérifie le bon fonctionnement de la logique d'interdiction.

3/ Sur chacune des 32 entrées, on fait varier le retard du signal simulant l'impulsion neutron. On vérifie ainsi que toute impulsion ayant déclenché la coincidence d'autorisation du C.T.A. donne un signal sur les sorties codage et interdiction des circuits mélangeurs-coincidence. Cette vérification est importante pour les signaux se présentant aux limites de la gamme d'analyse.

4/ On ajuste avant chaque série de mesures la pente de conversion des quatre C.T.A. Pour cela on simule un neutron en début de gamme, c'est à dire déclenchant juste la coincidence d'autorisation du C.T.A. correspondant. On règle le piédestal du mélangeur analogique pour avoir un pic dans le canal 1. (Spectre total compris entre les canaux 0 à 63). Compte tenu des fluctuations en temps entre les deux voies du générateur on obtient un pic de 1,5 canaux de largeur à mi-hauteur ce qui donne une précision suffisante.

On ajoute ensuite un retard étalon de 50 ns dans la voie neutron et on ajuste le gain du mélangeur analogique pour avoir un pic dans le canal 62. Cette opération est répétée dans les 4 bancs. On a ainsi une valeur de $\simeq$ 0,82 ns/canal pour l'ensemble des convertisseurs.

β) Vérifications en amplitudes

1/ Le seuil des discriminateurs d'entrée des voies neutrons définit en fin de compte l'énergie minimale des neutrons que l'on va détecter. On vérifie avant chaque série de mesures deux points de la courbe de seuil de ces discriminateurs. De même, on vérifie que l'atténuation des différentes voies du mélangeur est identique, c'est à dire que le seuil du C.T.A. vu de l'entrée du mélangeur est identique sur toutes les voies d'un même banc.

2/ On s'assure que le discriminateur commandant le monostable de durée $\theta + 5$ ns dans le circuit mélangeur-coincidence déclenche bien sur toutes les impulsions vues par le C.T.A. Pour cela on vérifie que le seuil de ce discriminateur est placé 10 à 15 % en dessous du seuil du discriminateur de la voie neutron du C.T.A.

b) Vérifications à l'aide de sources radioactives

α) Seuil et efficacité des compteurs neutrons

Chaque rangée verticale de compteurs à neutrons (banc) doit détecter les neutrons correspondant à un moment transféré donné. Il importe donc de connaître le seuil de détection de chaque compteur. Il est également indispensable de connaître l'efficacité relative de détection de chacun des compteurs.

L'efficacité théorique des détecteurs est calculée pour différents seuils électroniques par une méthode tenant compte des différentes réactions possibles dans les scintillateurs (J.P. Guillaud) [8] Une vérification expérimentale a été faite en utilisant des neutrons de 14 MeV issus d'un générateur électrostatique. Cette vérification permet de confirmer que l'efficacité calculée correspond bien à l'efficacité réelle.

Il reste à définir le seuil pour chaque détecteur. On utilise pour cela trois sources d'énergie croissante :

1-Cs^{137}	donnant	des	γ	de	0,66 MeV	équivalents	à	des	neutrons	de	~2 MeV
2-Co^{60}	"	"	γ	"	1,17 MeV	"	"	"	"	"	3 MeV
3-Na^{24}	"	"	γ	"	2,76 MeV	"	"	"	"	"	~6 MeV.

Pour chacune de ces trois sources on trace une courbe de taux de comptage en fonction du seuil C.T.A., à travers le mélangeur. Ce réseau de courbes est tracé pour différentes valeurs de la haute tension appliquée au détecteur.

On choisit ainsi un seuil commun à tous les détecteurs d'un même banc. Ces seuils sont :

- le seuil $S_{(A)}$ où l'on coupe les signaux donnés par le Co^{60} pour le banc A.
- le seuil $S_{(B,C,D)}$ où l'on coupe les signaux donnés par le Na^{24} pour les bancs B, C et D.

Ces seuils étant définis, on vérifie tout au long de l'expérience qu'ils ne varient pas et que l'efficacité de détection des neutrons reste constante.

Pour cela on utilise une source donnant des neutrons présentant un spectre d'énergie jusqu'à 8 MeV (Po Be). Avec cette source placée dans une position bien définie, on relève le nombre de coups comptés par chaque compteur immédiatement après l'étalonnage ci-dessus.

On vérifie ensuite périodiquement que les hautes tensions sont telles qu'aux seuils définis précédemment on compte toujours le même nombre de coups, à la décroissance de la source près.

β) Contrôle de la linéarité différentielle des C.T.A.

La linéarité différentielle (constance de la largeur des canaux) de l'ensemble C.T.A., mélangeur analogique et convertisseur analogique digital, est vérifiée en utilisant l'équipartition de coincidences fortuites dans les différents canaux. Dans un sélecteur de coincidence à un canal, de temps de résolution τ on sait que le nombre de coincidences fortuites par seconde est $NF_1 = \tau N_1 . N_2$, N_1 et N_2 étant le nombre d'impulsions par seconde sur les deux entrées. Pour un convertisseur temps amplitude dont la gamme d'analyse est θ

le nombre de coincidences fortuites enregistrées pendant un temps T est $N = \theta . N_1 N_2 T$. Si Δt est la largeur d'un canal on doit compter dans chaque canal $N\frac{\Delta t}{\theta}$. Si les canaux ont une largeur constante, le nombre de coups dans chaque canal est constant et on obtient un spectre horizontal.

Cette vérification se fait globalement en utilisant une source de neutrons (P_o.Be) placée près de la cible polarisée et vue par les 32 détecteurs. La voie start est attaquée par un générateur produisant un "faux π_o" à la fréquence de 100 KHz.

Dans ces conditions l'ensemble C.T.A., mélangeur analogique et codeur d'amplitude a une linéarité différentielle de 6 à 8 %. La figure 23 montre un exemple de spectre ainsi obtenu.

2°) Vérifications à l'aide de l'accélérateur

Toutes les vérifications précédentes ne permettent pas de définir à quel canal du sélecteur d'amplitude, pour chacun des détecteurs, correspond le temps de vol 0. Celui-ci étant défini comme le temps de vol d'une particule relativiste qui emprunterait le même parcours que le neutron à mesurer.

On dispose d'un faisceau de π^- relativistes et il suffit pour réaliser cet étalonnage de modifier légèrement la géométrie de l'expérience et la logique d'identification du π^o. (Voir Fig. 24).

Une cible constituée d'un bloc d'aluminium de 10 x 10 x 15 cm est placée dans le faisceau incident immédiatement en aval du compteur n° 2. Une grande partie des π^- incidents sont diffusés en traversant cette cible et une partie de ces π^- diffusés sont détectés par les compteurs neutrons. Le temps de vol de ces particules correspond bien, à une constante près due à la différence de parcours, au temps de vol zéro défini ci-dessus. Ceci permet d'ajuster pour chaque

compteur le retard de la ligne de transmission de telle façon que tous les spectres de temps de vol aient leur maximum dans le même canal.

Des π^- non diffusés, ou diffusés sous un angle tel qu'ils ne sont pas vus par les détecteurs à neutrons, peuvent subir une diffusion soit sur l'aimant de la cible polarisée soit sur les plaques lourdes de la chambre à étincelles et être détectés ensuite par les compteurs à neutrons. On obtient alors des pics parasites sur le spectre, les parcours étant différents.

Pour éviter ce phénomène, deux détecteurs supplémentaires (9G et 9D) sont utilisés. Ces compteurs sont disposés symétriquement à l'axe du faisceau 1,50 m en avant de la cible d'aluminium. Leurs dimensions sont telles qu'ils définissent chacun un angle solide englobant les 16 compteurs à neutrons correspondants. Les signaux de ces compteurs sont utilisés pour définir un "pseudo π_o".

Dans le circuit définissant les π^- incidents on supprime tous les compteurs sauf les n° 1 et 2. On a ainsi un télescope définissant les π^- tombant sur la cible d'aluminium. Le circuit π_o est remplacé par un circuit "pseudo π_o" recevant en coincidence l'impulsion venant du circuit π^- absorbés et d'autre part les signaux venant des compteurs 9G et 9D. Le produit de cette coincidence remplace le signal π_o dans le répartiteur start.

Les retards sont ajustés pour que la phase du signal pseudo π_o soit la même que celle du signal π_o.

Les spectres observés dans ces conditions ont une largeur nettement plus grande que celle que permet d'espérer le temps de résolution du convertisseur temps amplitude. Cet élargissement du spectre a plusieurs causes :

- les grandes dimensions du scintillateur. Le temps de vol est légèrement différent suivant le point du détecteur où a eu lieu l'impact du π^-. De plus le trajet de la lumière dans le scintillateur entre le point d'impact et la photocathode peut être très différent . La conjonction de ces deux phénomènes peut amener des fluctuations de plus d'une nanoseconde.

- dans une moindre mesure, les fluctuations de temps de transit entre photocathode et anode du photomultiplicateur. Ceux-ci étant des 58 AVP à grande photocathode (ϕ 12 cm) ces fluctuations peuvent atteindre 1 ns.

Pour cet étalonnage il faut tenir compte de l'effet de certains temps morts n'intervenant pas lors de la mesure en neutrons du fait du très faible taux de déclenchement.

Ces temps morts se traduisent par une déformation des spectres ou par l'apparition de pics parasites. Ils se situent dans les convertisseurs temps-amplitude, dans les circuits de mélange-coincidence et dans le système de classement.

1. Dans les convertisseurs temps-amplitude

La coincidence d'autorisation a un temps mort de 3 μs environ et la durée du signal d'analyse est de 7 μs environ. Ceci peut provoquer des empilements à la sortie-analyse du convertisseur. D'autre part, le temps mort du codeur d'amplitude est de 400 μs, temps mort pendant lequel il est insensible aux impulsions présentes à l'entrée. Les empilements à la sortie-analyse ne sont donc gênants que dans le cas d'une analyse correspondant à un double signal neutron rejeté par la logique d'interdiction suivie immédiatement après le temps mort de la coincidence d'interdiction par un événement acceptable.

Compte tenu du fait que durant ce contrôle chaque C.T.A. reçoit pendant un déversement de 200 ms de 20 à 30 000 π^- la probabilité d'une telle configuration n'est pas négligeable.

Elle se traduit par un élargissement de quelques canaux du spectre.

2. Dans les circuits mélange-coincidence

Des perturbations bien plus importantes sont dues au temps mort des monostables de durée θ+ 5 ns dans les circuits mélange-coincidence. Ce temps mort est de l'ordre de 400 ns.

Chaque détecteur neutron reçoit durant un déversement 2 à 3000 coups dûs à des π^- corrélés à un pseudo π_o et 2 ou 3 fois plus de particules dues au bruit de fond dans le hall d'expérience. Le cas où une particule non corrélée à un pseudo π_o a provoqué l'occupation du monostable au moment où un signal intéressant se présente est donc assez fréquent, de l'ordre de 2 % des "pseudo π_o". Dans ce cas si un signal possédant les bonnes caractéristiques de temps de vol se présente sur une autre voie on ne peut pas interdire son enregistrement. Deux cas sont alors possibles.

a) la seconde particule se présente sur un compteur du même banc. On mesure alors le temps de vol le plus court avec l'adresse du second détecteur.

b) la seconde particule se présente sur un compteur appartenant à un autre banc. Le temps de vol enregistré est alors la somme des deux temps de vol, codé à l'adresse du second détecteur. Il y a alors création d'un pic parasite. Cette éventualité est éliminée par le circuit de double interdiction.

On peut également observer des combinaisons de ces deux possibilités. Elles sont également éliminées par le circuit de double interdiction.

3. Dans le système de classement.

Le système de classement a un temps mort de 400 μs. Quand son temps d'occupation est tel qu'on fonctionne à la limite de saturation, certaines fonctions sont perturbées en particulier la remise à zéro des registres d'entrée. Cela se traduit par un classement aberrant dans la mémoire intégratrice de l'événement suivant.

Pour éliminer ce phénomène on a introduit un temps mort de quelques millisecondes simulant la caméra. Ce temps mort par le jeu des portes rapides interdit tout enregistrement.

En dehors de ces phénomènes de temps mort on trouve une autre limitation. Les π^- diffusés par la cible d'aluminium peuvent traverser plusieurs compteurs. Ils peuvent également être diffusés dans le premier compteur et créer des particules secondaires vues par les compteurs des autres bancs. On provoque ainsi un grand nombre d'interdictions qui augmentent considérablement le temps d'enregistrement des spectres. Pour éviter cet inconvénient on opère la vérification du temps de vol successivement banc par banc.

D'autre part pour éviter les inconvénients dûs au temps mort du monostable θ + 5 ns du circuit mélange-coincidence on réduit l'intensité du faisceau de π^- incident à une valeur telle que les défauts énumérés ci-dessus disparaissent. Cette réduction se fait en défocalisant le faisceau avant le premier collimateur jusqu'à avoir 10 000 π^- incidents par déversement.

Du fait de la présence d'un temps mort de quelques millisecondes simulant la caméra, le temps d'enregistrement des spectres n'est pratiquement pas modifié par rapport au faisceau à pleine intensité.

Au cours de ce même test on vérifie la valeur de la pente de conversion de chacun des C.T.A. Pour cela, sur un des compteurs après avoir enregistré un spectre correspondant au temps de vol 0 on intercale un retard étalon de 40 ns. On obtient alors un second pic. L'écart entre les deux maximums permet de verifier que la pente de conversion n'a pas varié.

L'ensemble de ces deux vérifications nécessite environ 100 cycles d'accélérateur par banc.

CONCLUSION

Cet appareillage installé au CERN sur un faisceau de π^- a fonctionné pendant plus d'un an pour permettre la mesure du paramètre de polarisation dans l'échange de charge $\pi^- p \rightarrow \pi^o N$. Cette mesure a été faite à deux énergies du faisceau de π^- incident 5,9 GeV/c et 11,2 GeV/c.

Au cours de cette expérience on a enregistré 195.000 clichés à 5,9 GeV/c et 145.000 clichés à 11,2 GeV/c en utilisant une cible de protons polarisés. On a également enregistré 20,000 clichés à l'aide d'une cible d'hydrogène liquide et 95.000 clichés en utilisant une "cible sèche", c'est à dire une cible équivalente à la cible de protons polarisés mais ne contenant pas de protons libres.

Parmi ces clichés, 30 % en moyenne présentent deux gerbes d'électrons bien mesurables. Dans ces derniers clichés il faut sélectionner ceux correspondant bien à un échange de charge $\pi^- p \rightarrow \pi^o n$. La méthode d'analyse est la suivante.

Lors de l'examen du cliché on mesure les coordonnées de la première étincelle de chaque gerbe. Ces indications ainsi que la lecture des deux hodoscopes permettent de reconstruire dans l'espace la trajectoire du π^- incident et celle du π^o.

En partant de ces données et en supposant que l'événement est bien un cas d'échange de charge sur un proton libre on calcule l'énergie et la ligne de vol du neutron de recul correspondant.

Les événements sont alors sélectionnés en fonction des critères suivants :

- pour les π^o : angle d'ouverture des 2 γ et énergies relatives des gerbes.
- pour les neutrons : distances horizontales et verticales X et Y entre la ligne de vol calculée et le centre du détecteur effectivement touché.
- différence $\Delta\tau$ entre le temps de vol mesuré et celui calculé à partir des données cinématiques du π^o.

Les coupures utilisées dans l'application de ces critères sont choisies de façon à diminuer le plus possible le bruit de fond tout en acceptant le maximum d'événements élastiques. Les mesures de calibration en "cible sèche" ont permis de mesurer le bruit de fond. Les mesures sur cible d'hydrogène liquide ont permis de fixer les coupures.

La figure 25 représente des distributions de $\Delta\tau$ pour des événements en cible polarisée satisfaisant aux conditions d'angle d'ouverture des 2 γ et d'écart en X et en Y. Les histogrammes en pointillé, normalisés au même flux de π^- incidents représentent la même distribution pour des événements sur cible sèche. Le pic dû aux interactions sur protons libres est clairement mis en évidence.

Avec ces critères il a été sélectionné 3.397 bons événements à 5,9 GeV/c et $\sim$ 2 450 bons événements à 11,2 GeV/c

A partir de ces résultats le paramètre de polarisation a été calculé aux deux énergies et pour les différentes valeurs de moment transféré [9]. Les résultats sont reportés sur la figure 26. Pour des moments transférés compris entre 0,04 et 0,24 (GeV/c) la polarisation moyenne est de :

$$P_0(t) = + 16\ \% \pm 3{,}5\ \% \quad \text{à} \quad 5{,}9\ \text{GeV/c},$$

$$\text{et} \quad P_0(t) = + 14\ \% \pm 4{,}5\ \% \quad \text{à} \quad 11{,}2\ \text{GeV/c}.$$

Manuscrit reçu le 3 août 1967

BIBLIOGRAPHIE

[1] A.V. STIRLING, P. SONDEREGGER, J. KIRZ, P. FALK-VAIRANT, O. GUISAN, C. BRUNETON, P. BORGEAUD, M. YVERT, J.P. GUILLAUD, C. CAVERZASIO, P. AMBLARD, Phys. Rev. Letters 14, 763 (1965).

[2] W. GALBRAITH, E.W. JENKINS, T.F. KYCIA, B.A. LEONTIC, R.H. PHILLIPS, A.L. READ, R. RUBINSTEIN, Phys. Rev. 138, B 913 (1965).

[3] R. VAN ZURK, Thèse Docteur d'Université. Faculté des Sciences de l'Université de Grenoble. II 1963.

[4] R. SUGARMAN, F.C. MERITT, W.A. HIGINBOTHAM, Nanosecond counter circuit manual. B.N.L. 711(T 248).

[5] Mme MILLION, J. ANDREJOL, Rapport interne non diffusé

[6] R. VAN ZURK, Rapport interne non diffusé

[7] A. BOUCHERIE, J.F. MOUGEL, B. OLLIVIER, A. PELLE, Rapport interne non diffusé

[8] J.P. GUILLAUD, Thèse Docteur 3° cycle, Faculté des Science de l'Université de Paris (1964).

[9] P. BONAMY, P. BORGEAUD, P. FALK-VAIRANT, O. GUISAN, P. SONDEREGGER, C. CAVERZASIO, J.P. GUILLAUD, J. SCHNEIDER, M. YVERT, I. MANELLI, F. SERGIAMPIETRI, L. VINCELLI, Phys. Letters 23, 501 (1966).

LISTE DES FIGURES

Fig. 1 : Dispositif expérimental pour l'étude de la section efficace différentielle d'échange de charge à haute énergie.

Fig. 2 : Dispositif expérimental pour la mesure de la polarisation dans l'échange de charge π p → π^{o} n.

Fig. 3 : Logique d'identification du π^{o}.

Fig. 4 : Logique d'identification du neutron.

Fig. 5 : Logique d'interdiction.

Fig. 6 : Cliché type de gerbes électroniques et système d'affichage de données.

Fig. 7 : Diagramme en temps des différentes opérations de l'enregistrement d'un événement.

Fig. 8 : Schéma du limiteur.

Fig. 9 : Schéma du répartiteur.

Fig. 10 : Schéma du discriminateur.

Fig. 11 : Schéma du circuit de coïncidence.

Fig. 12 : Courbes typiques obtenues avec le circuit de coïncidence

Fig. 13 : Schéma des portes rapides.

Fig. 14 : Schéma du répartiteur haut niveau.

Fig. 15 : Schéma du circuit mélange-coïncidence.

Fig. 16 : Schéma du répartiteur start.

Fig. 17 : Fonctionnement du convertisseur temps-amplitude

Fig. 18 : Fonctionnement du circuit de double interdiction.

Fig. 19 : Schéma-bloc des codages.

Fig. 20 : Classement dans la mémoire intégratrice.

Fig. 21 : Hodoscopes.

Fig. 22 : Circuit de déclenchement de la chambre à étincelles.

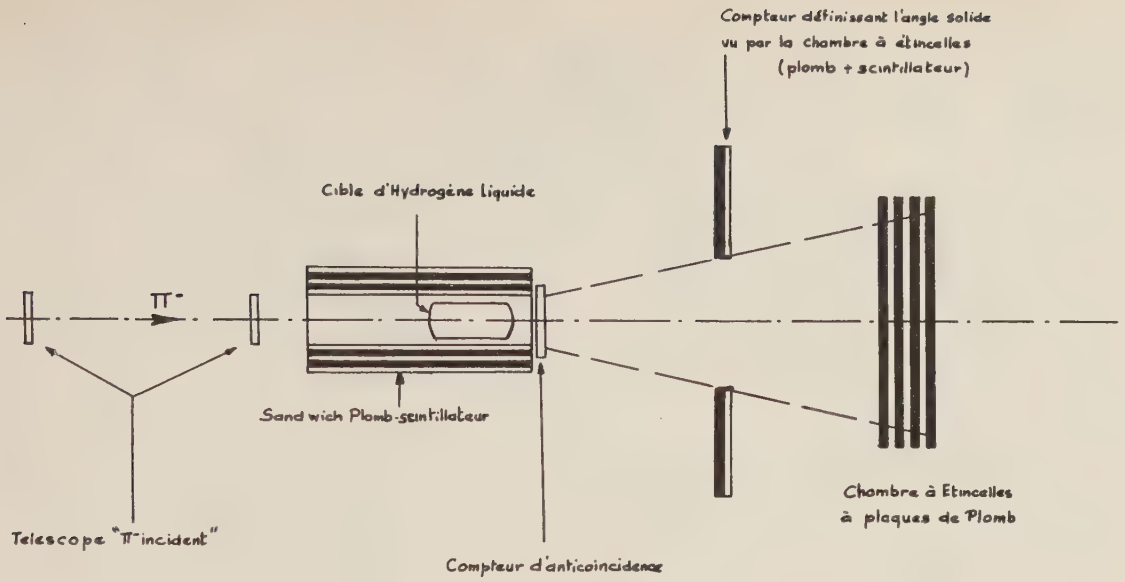
Fig. 23 : Linéarité différentielle de l'ensemble du système de mesure du temps de vol.

Fig. 24 : Etalonnage du temps de vol zéro.

Fig. 25 : Exemples de distribution de la différence $\Delta\tau$ entre le temps de vol calculé et le temps de vol mesuré

- Trait plein : événements en cible polarisée.
- Trait pointillé : événements en cible sèche, normalisés au même flux incident.

Fig. 26 : Paramètre de polarisation $P_0(t)$ à 5,9 GeV/c et 11,2 GeV/c.



Echange de charge $\pi^- p \to \pi^0 n$
Dispositif expérimental

Fig 1

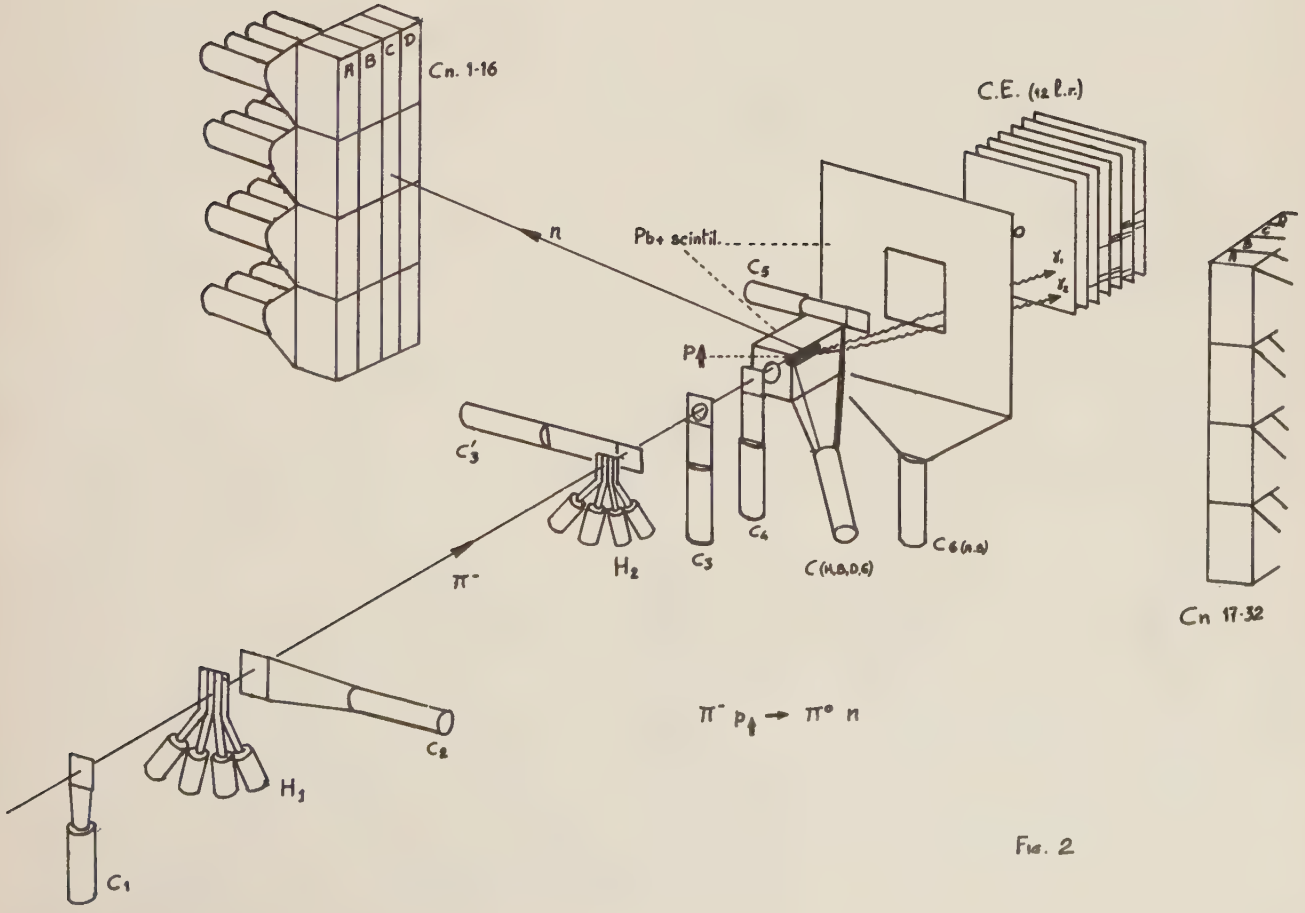
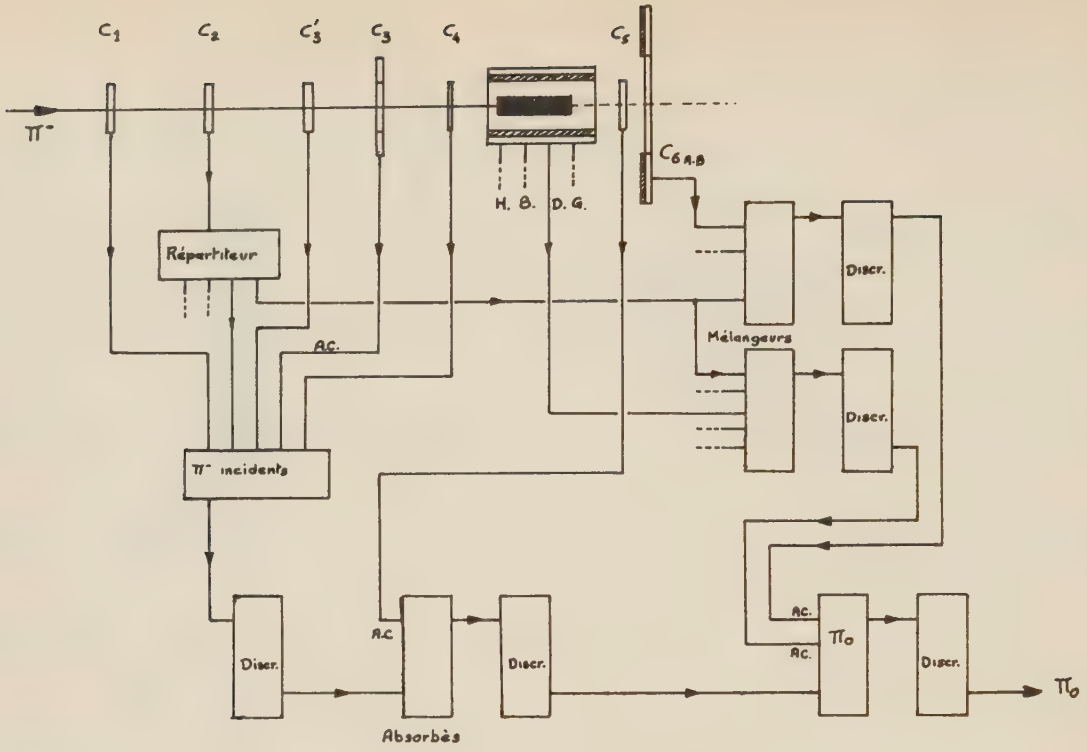
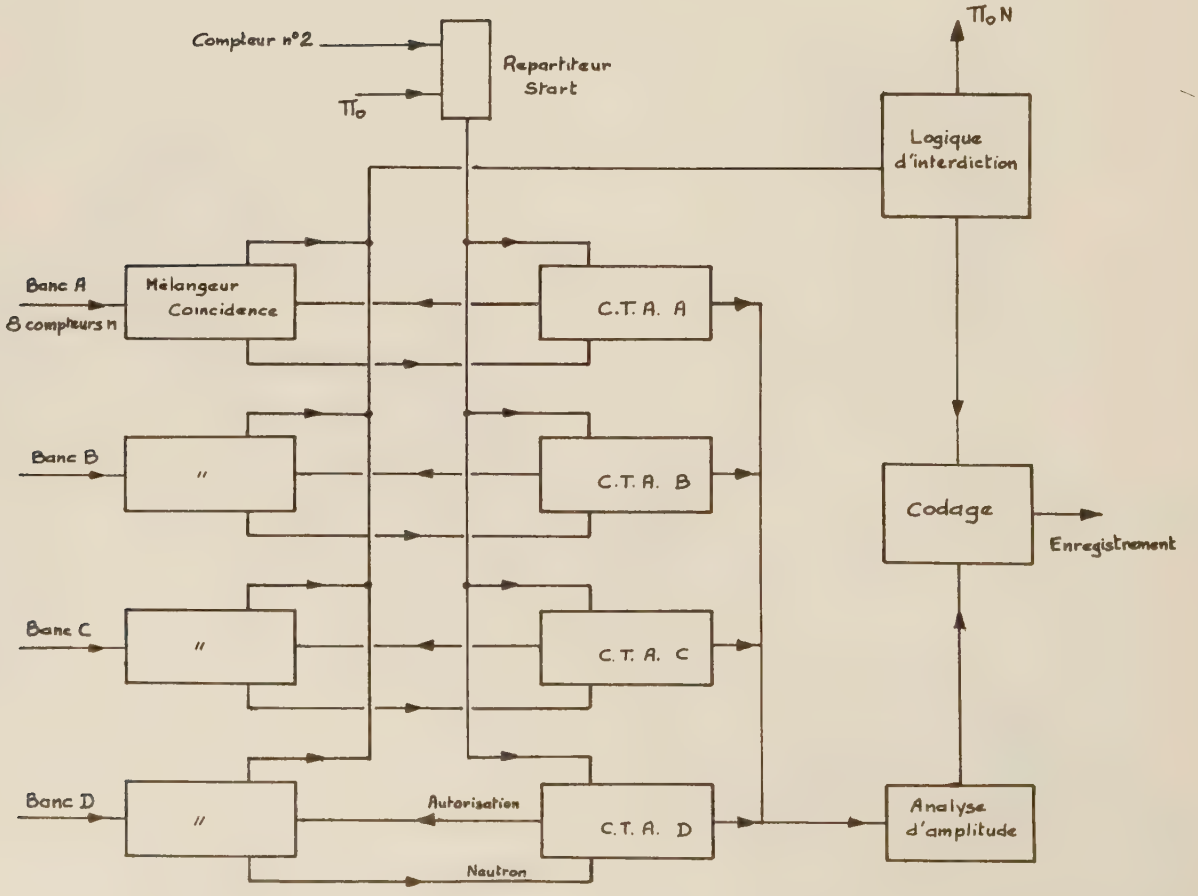


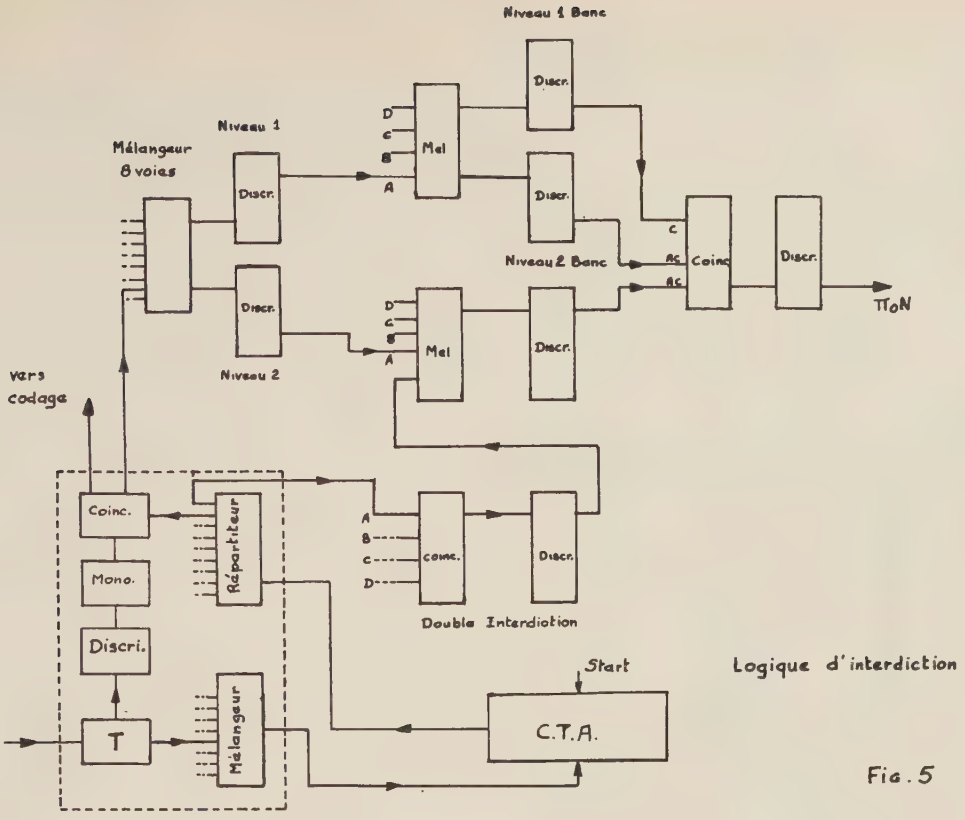
Fig. 2



Identification du π_0 Fig 3

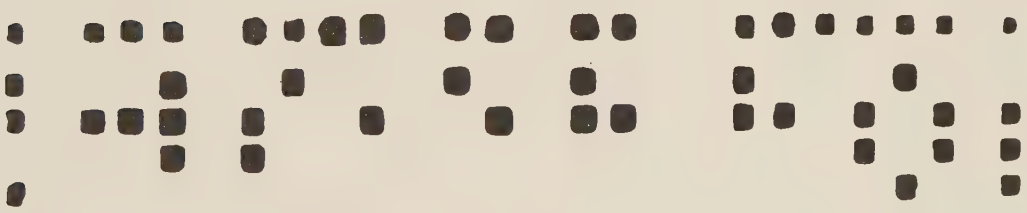


Identification du Neutron Fig. 4



Logique d'interdiction

Fig. 5



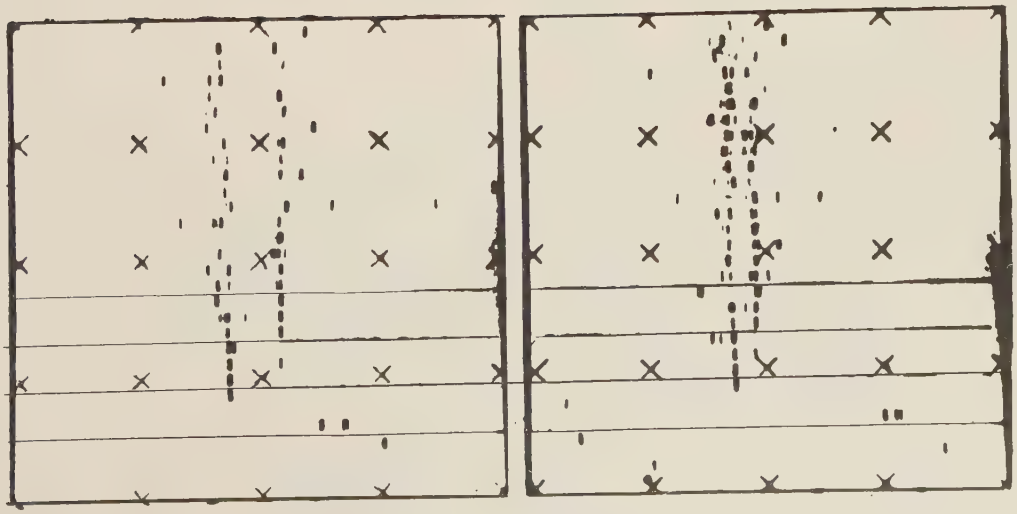
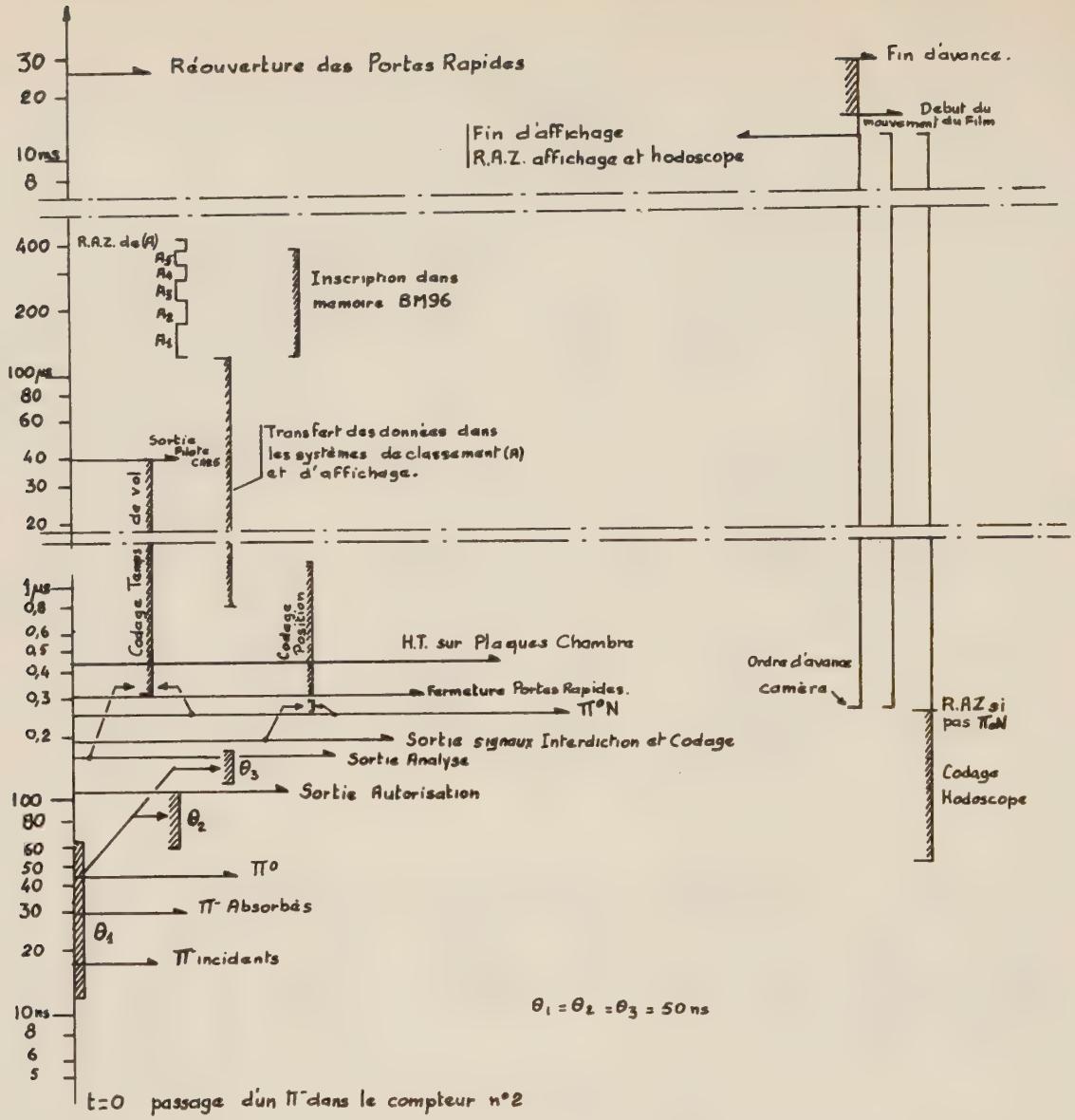
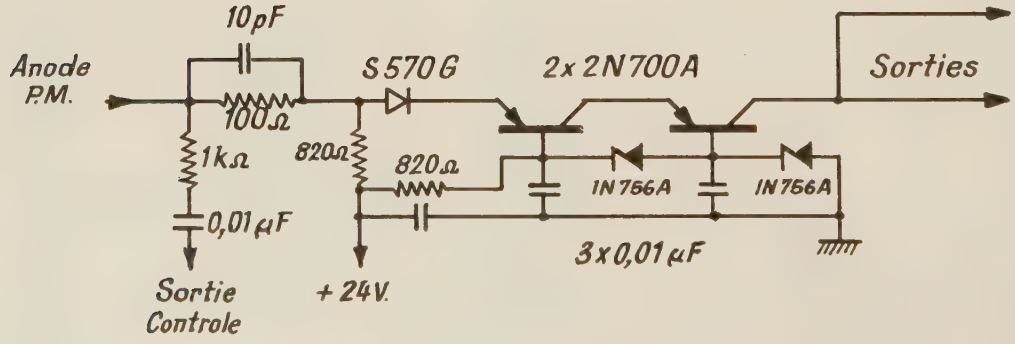


FIGURE N°6



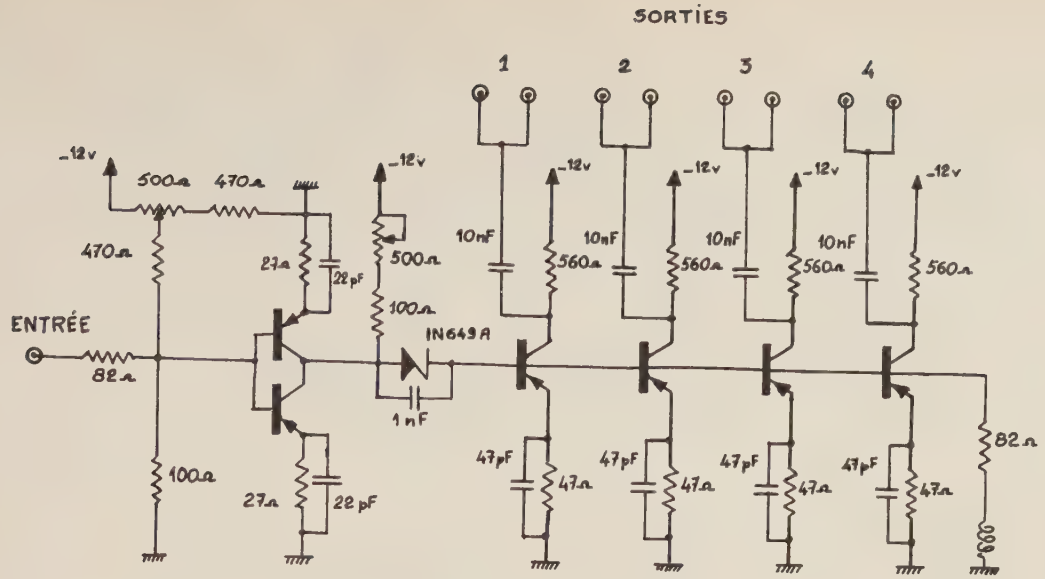
Enregistrement d'un Evènement

Fig: 7



Limiteur

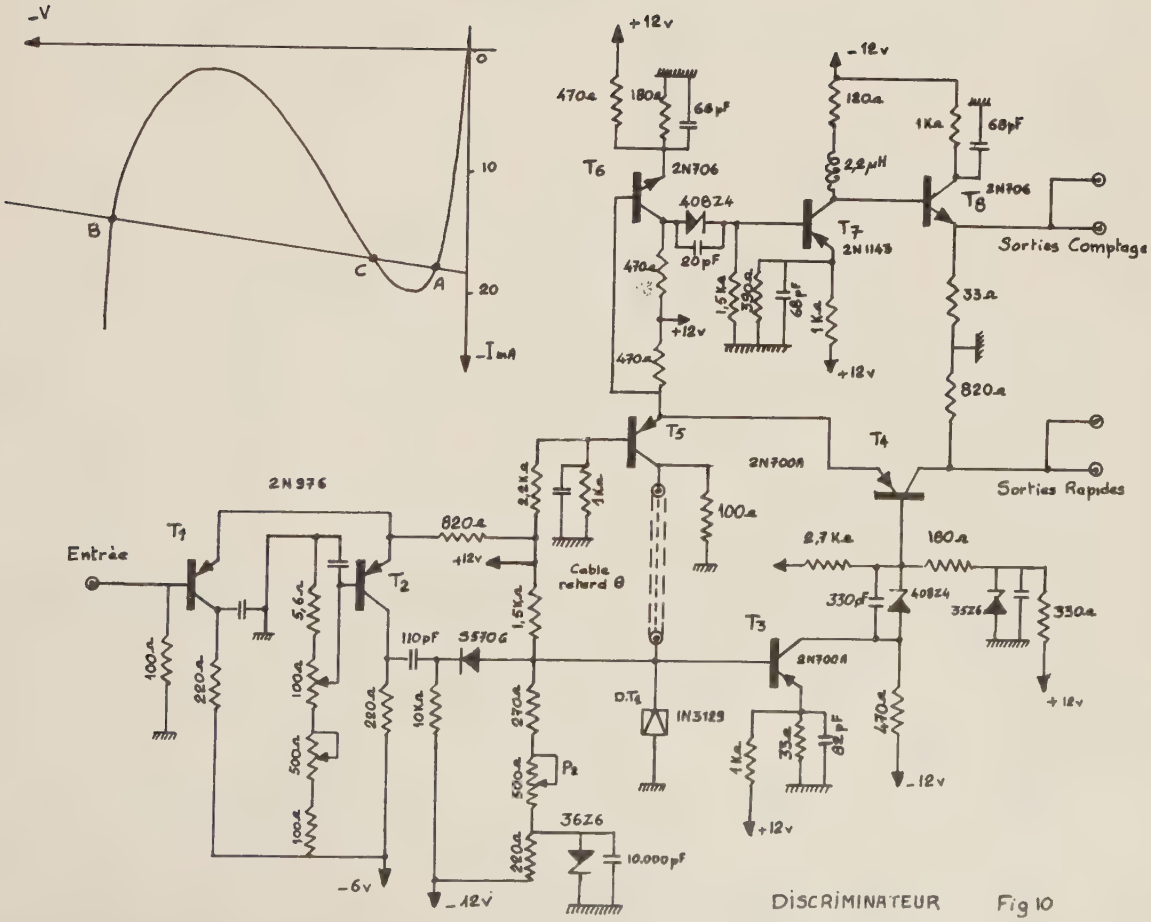
Fig.8



Tous Transistors : 2 N 700 A

RÉPARTITEUR

Fig : 9



DISCRIMINATEUR Fig 10

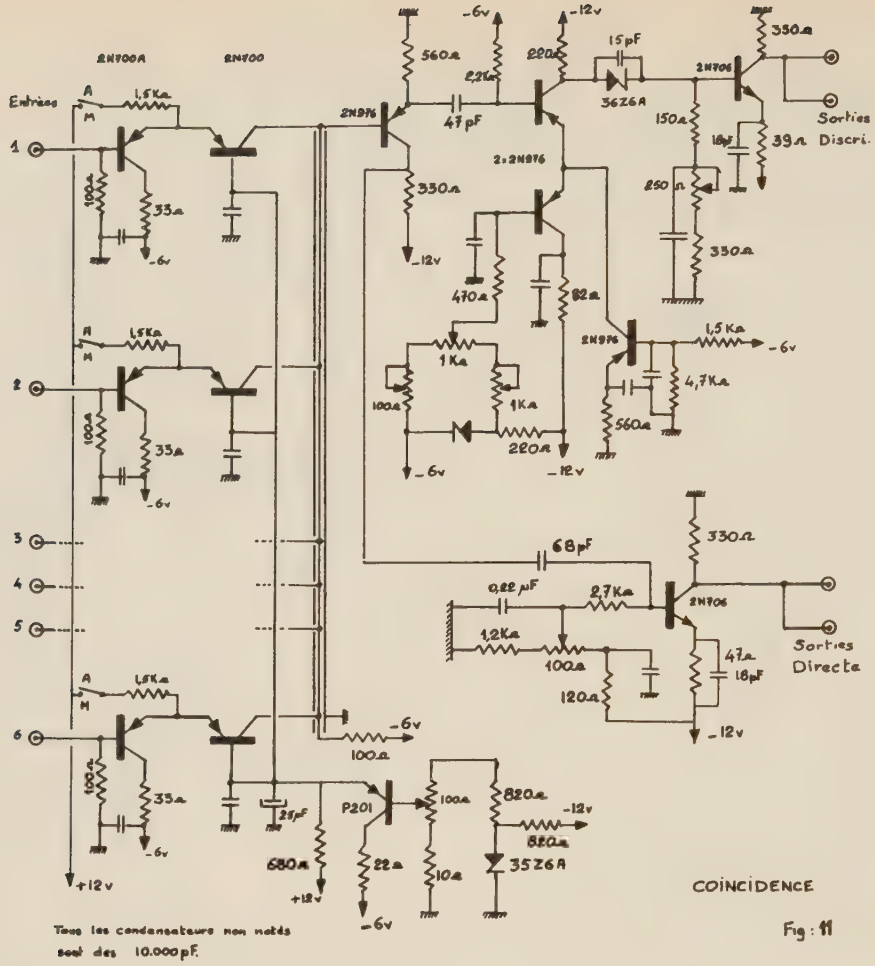
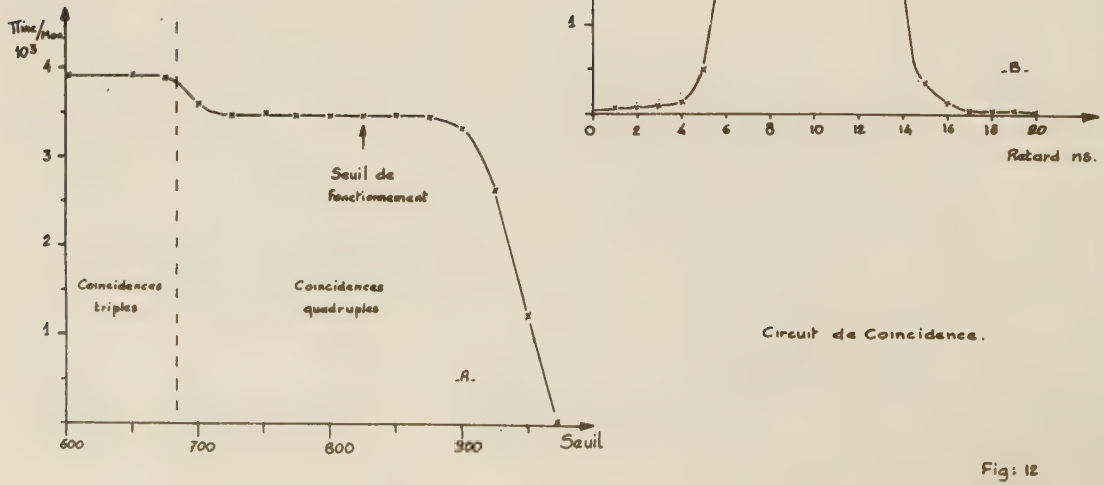
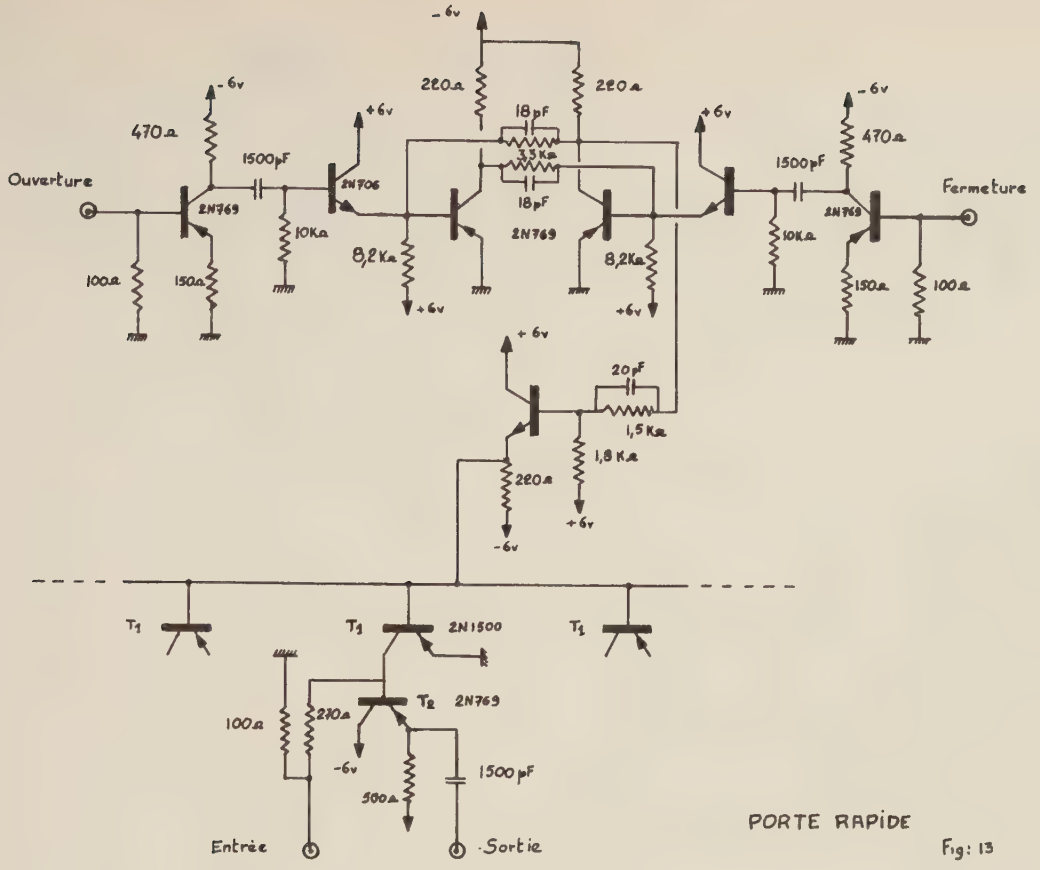


Fig : 11



Circuit de Coincidence.

Fig: 12



PORTE RAPIDE

Fig: 13

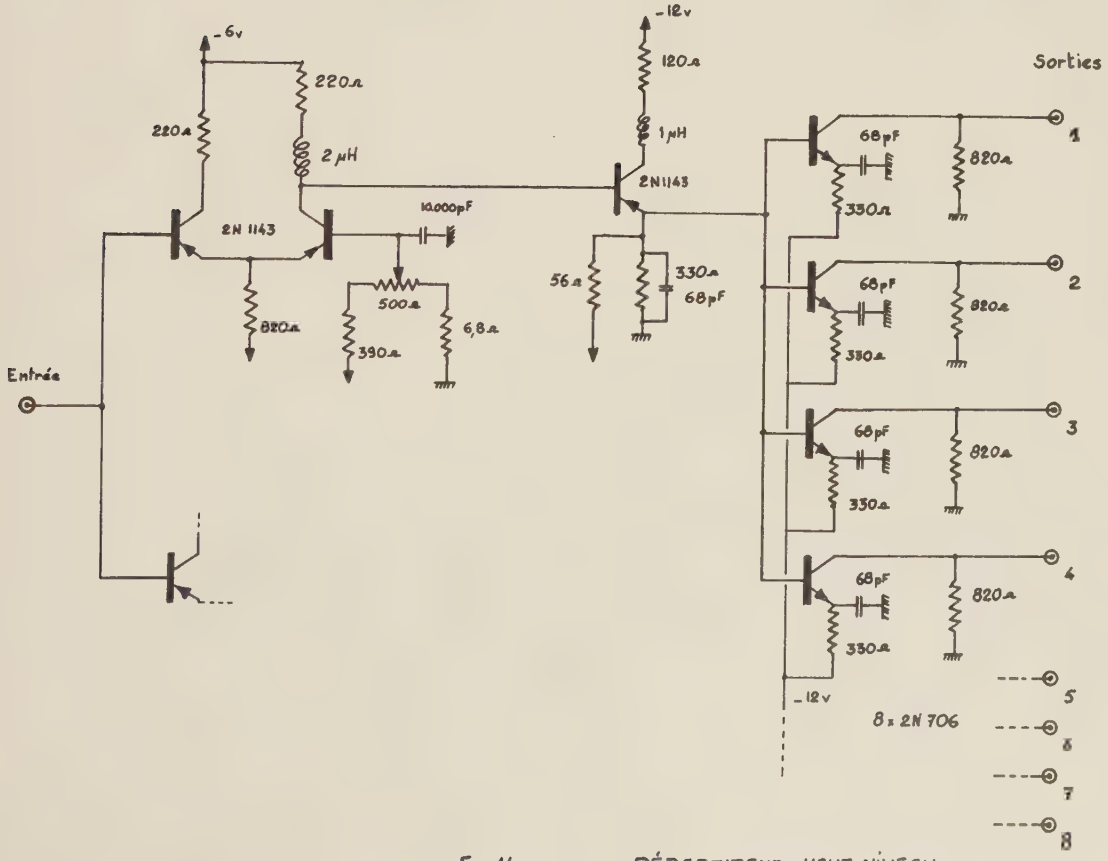
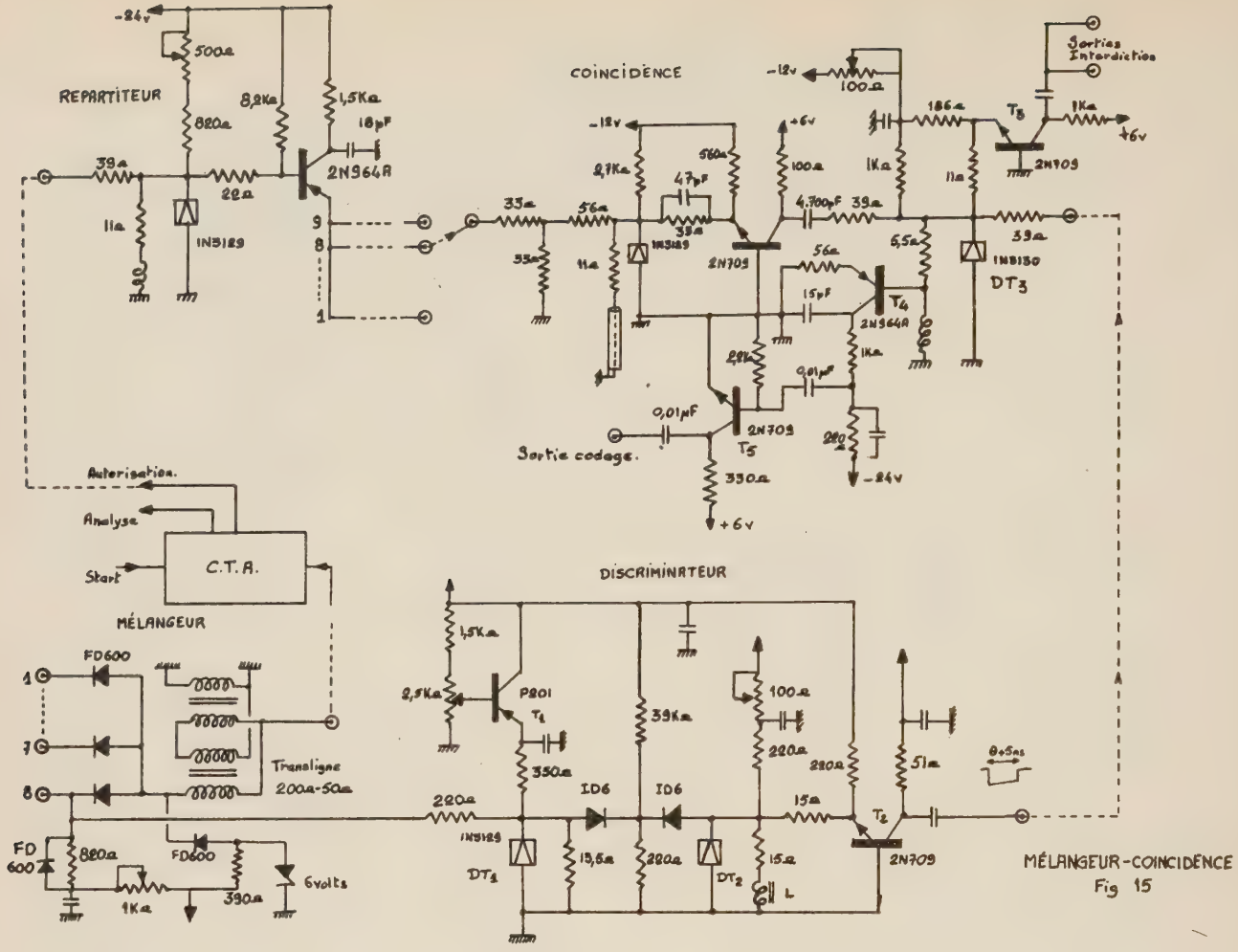


Fig: 14 RÉPARTITEUR HAUT NIVEAU


REPARTITEUR
COINCIDENCE
Sorties Interdiction
Autorisation
Analyse
Start
C.T.A.
MÉLANGEUR
DISCRIMINATEUR
Transligne 200Ω-50Ω
Sortie codage.
MÉLANGEUR-COINCIDENCE
Fig 15

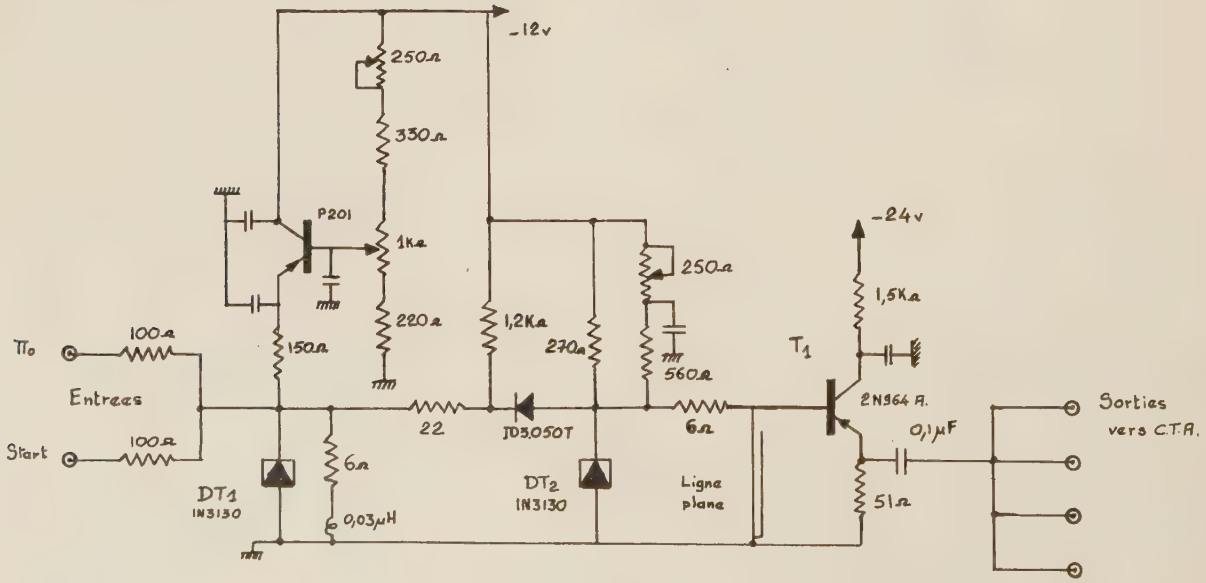

-12v
P201
Entrees
Start
DT1 IN3130
DT2 IN3130
ID3050T
Ligne plane
-24v
2N964 A.
Sorties vers C.T.A.
REPARTITEUR START

Fig : 16.

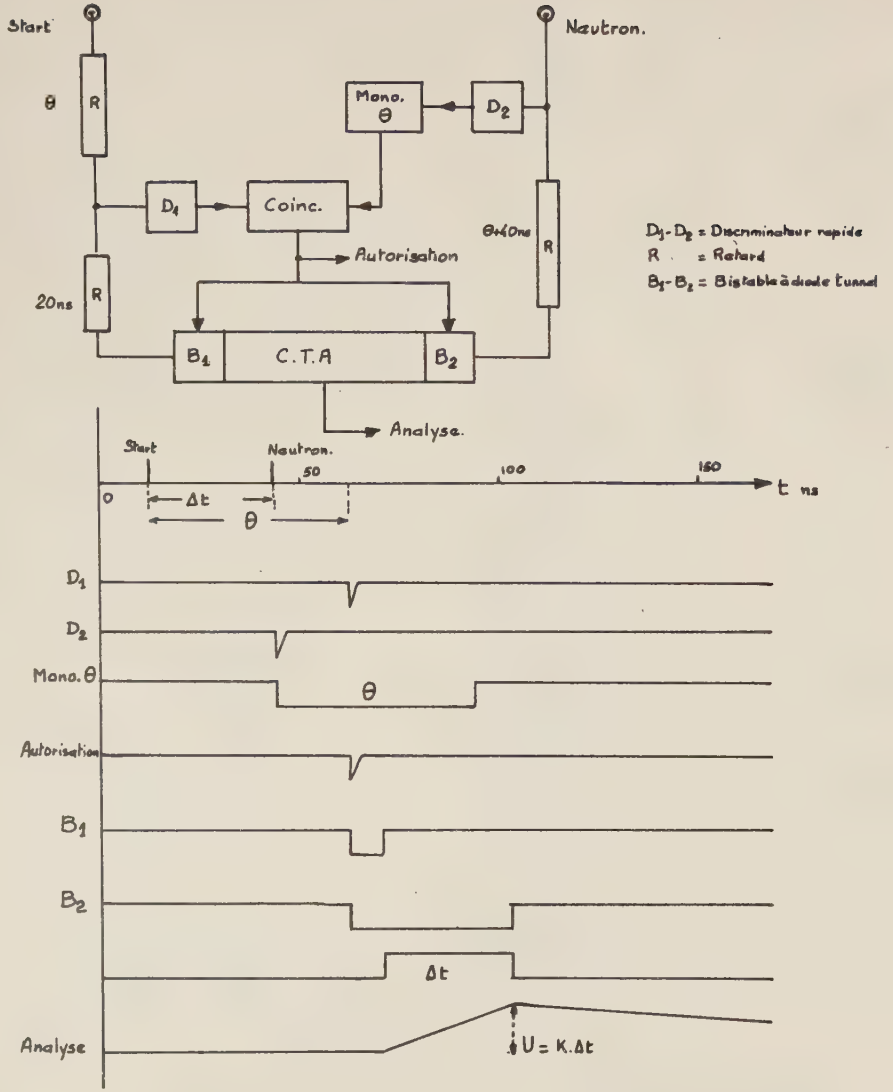
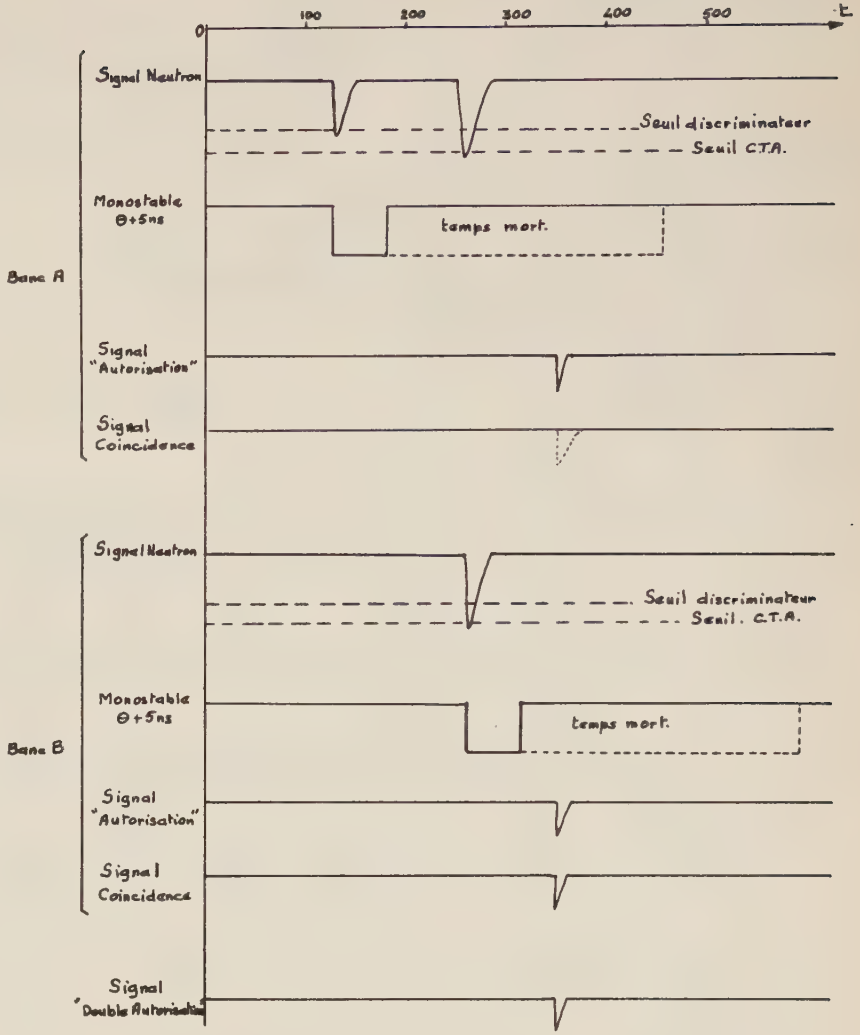
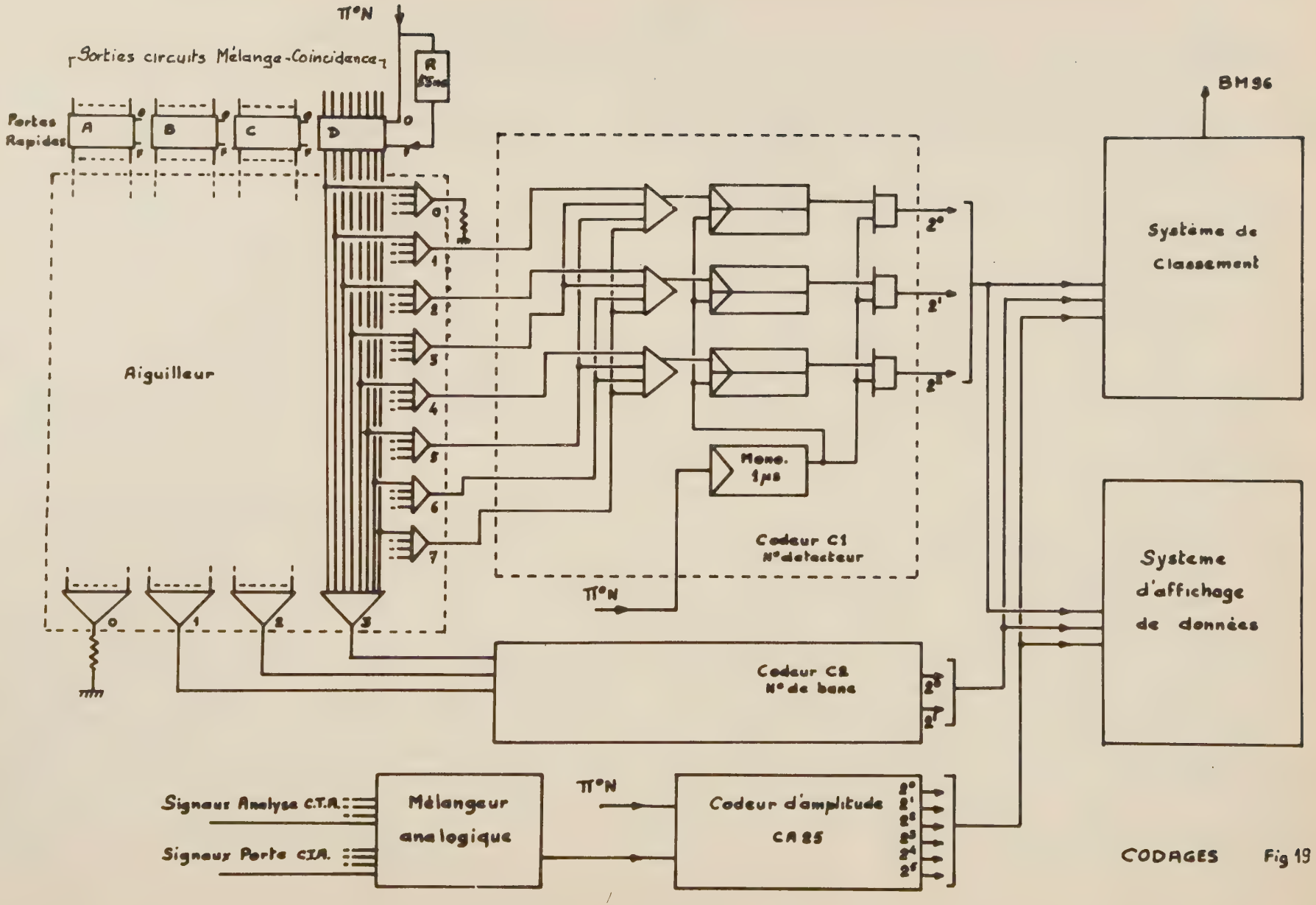


Fig: 17 CONVERTISSEUR TEMPS-AMPLITUDE.

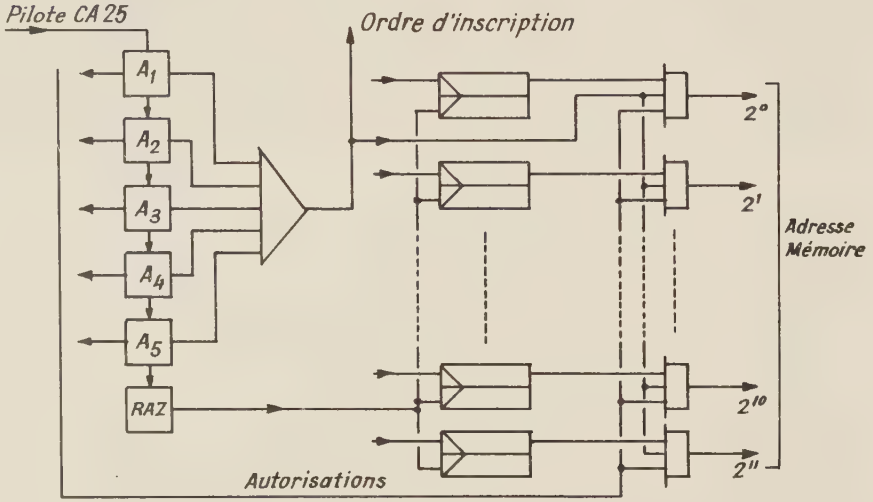


Circuit de Double Interdiction.
Fig: 18



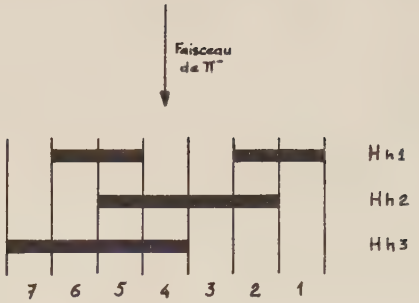
CODAGES Fig 19

Digit	2^0	2^1	2^2	2^3	2^4	2^5	2^6	2^7	2^8	2^9	2^{10}	2^{11}	Nombre de canaux utilisés
Poids	1	2	4	8	16	32	64	128	256	512	1024	2048	
A_1	Digits temps						Digits P.M.			Digits Banc		M	2048
A_2	Digits temps						Digits P.M.					M (M=marqueur)	512
A_3	Digits temps						Digits Banc			M	M		256
A_4	Digits temps								M	M	M		64
A_5	Digits P.M.			Digits Banc				M	M	M	M		32

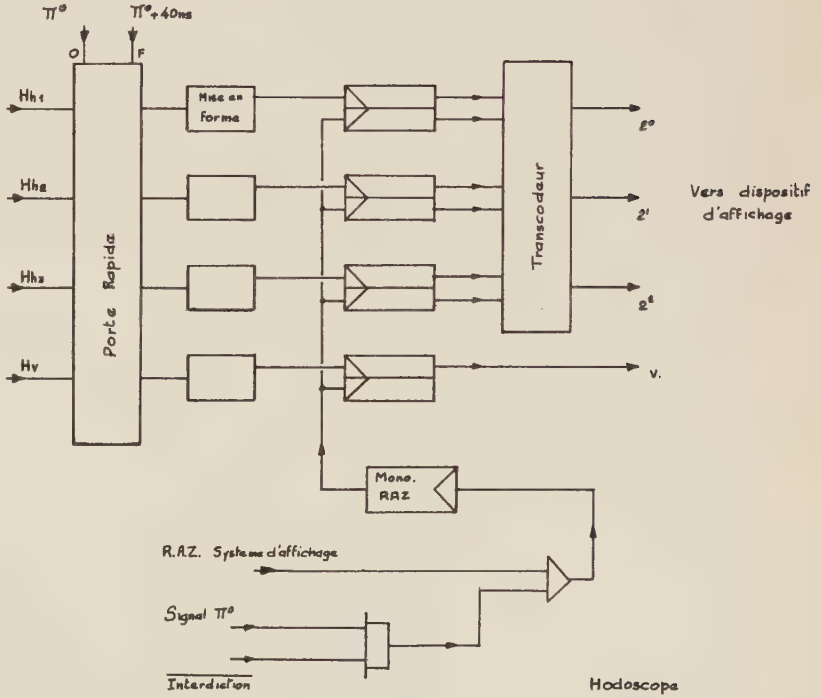


Système de Classement

Fig: 20

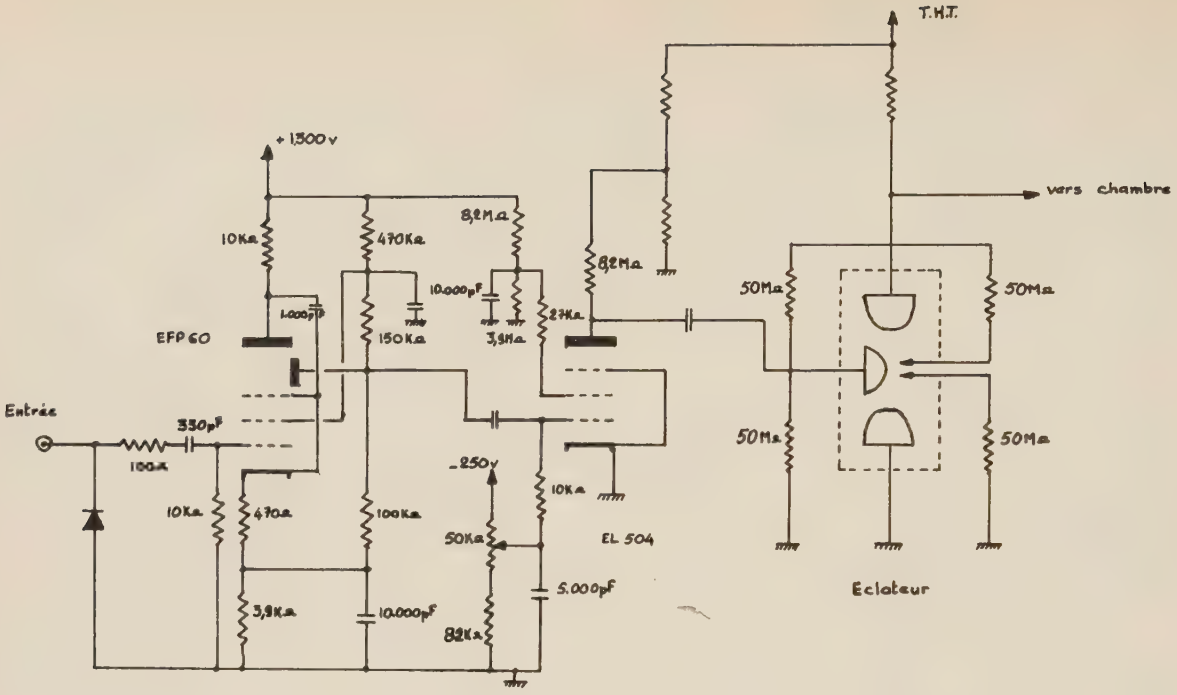


Disposition des scintillateurs dans l'hodoscope horizontal.



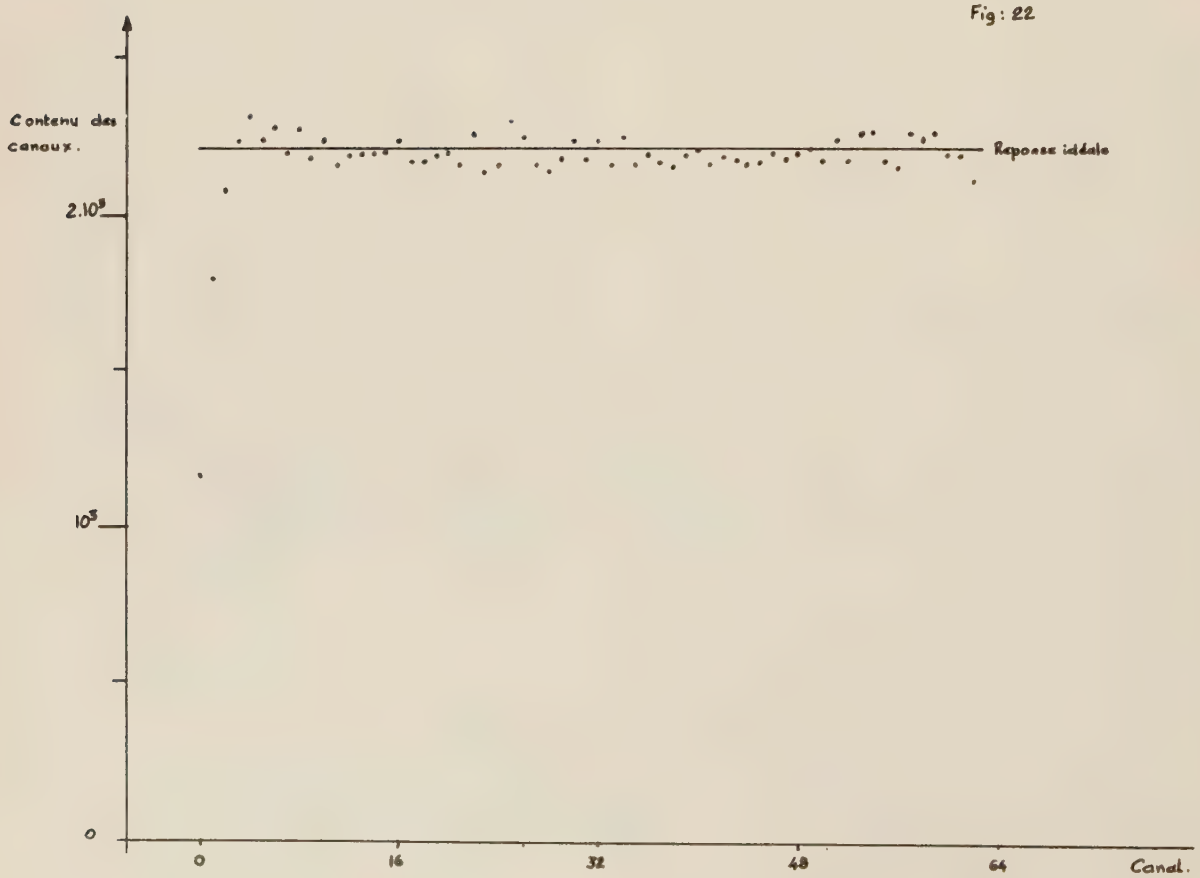
Hodoscope

Fig: 21



Circuit de déclenchement de chambre à étincelles

Fig : 22



Controle de la linéarité differentielle de l'ensemble de mesure de temps de vol

Fig : 23

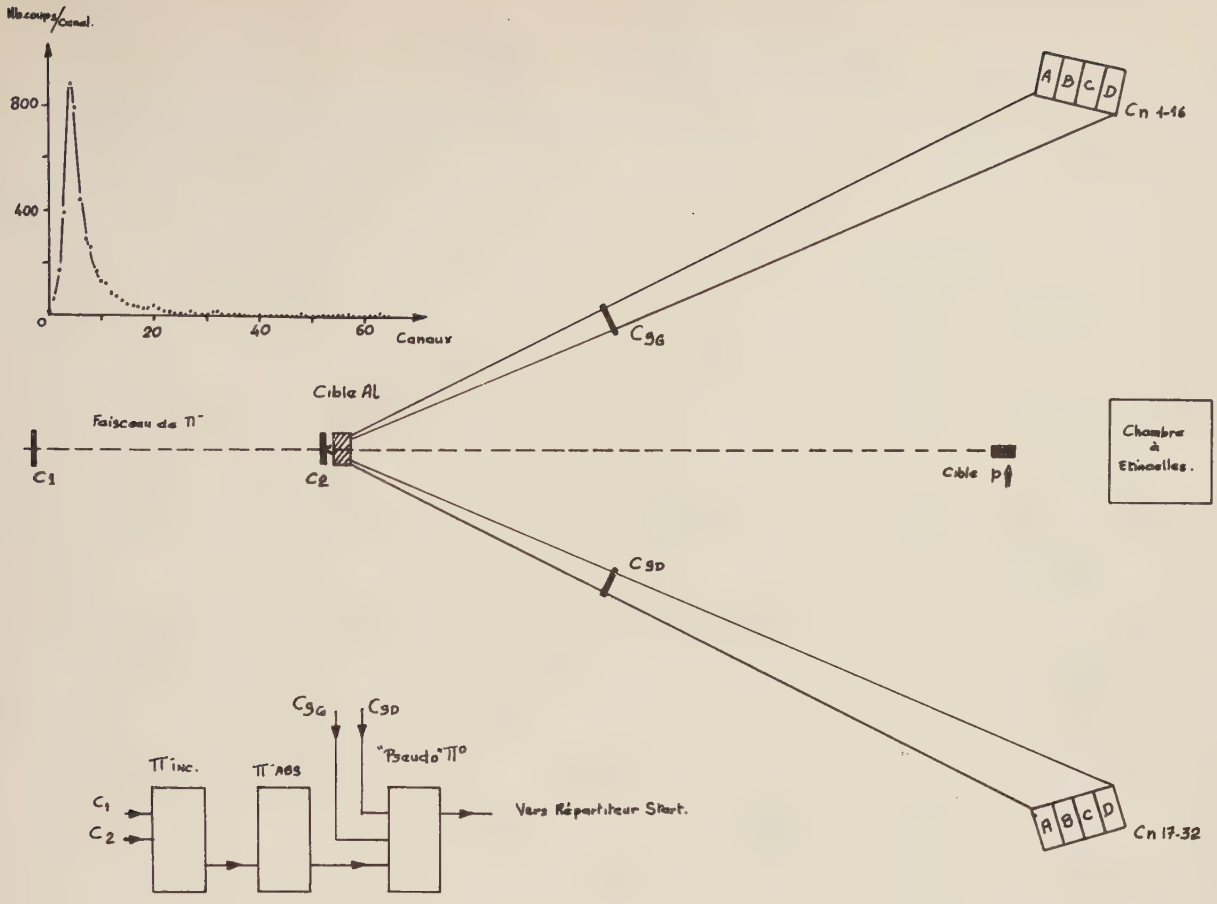
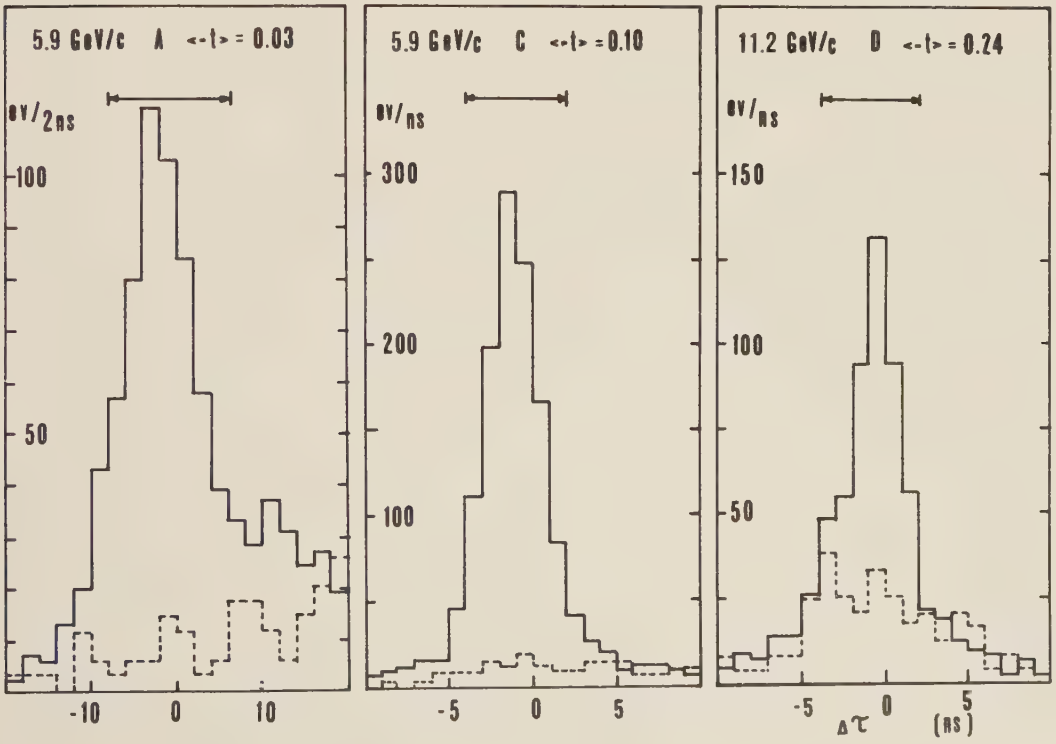


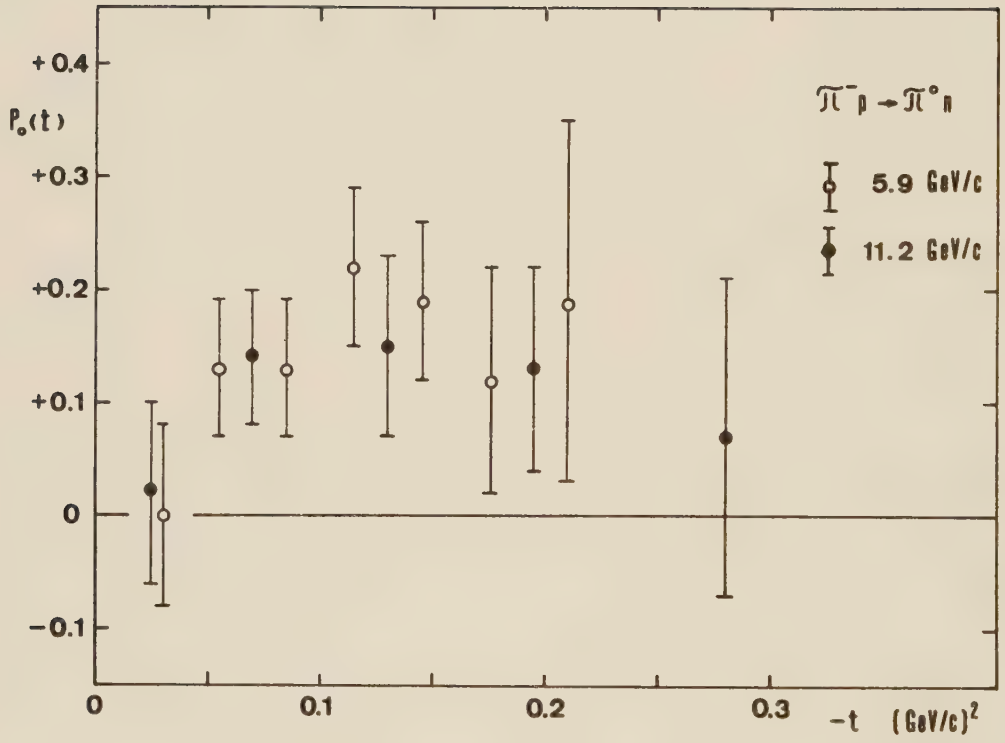
Fig 24 Dispositif pour vérification du temps de vol O



Exemples de distribution de la différence $\Delta\tau$ entre les temps de vol calculés et mesurés. Fig 25

—— : Evénements en cible polarisée.

--- : Evénements en cible sèche, normalisés au même flux incident.



Paramètre de polarisation $P_o(t)$ à 5,9 Gev/c et 11,2 Gev/c.

FIG.26

DEUXIEME THESE

Propositions données par la Faculté

Vu et approuvé :

Orsay, le 3 mai 1967

Le Doyen de la Faculté des Sciences,

BERGERARD

Vu

et Permis d'imprimer :

Le Recteur de l'Académie de Paris,

J. ROCHE